

**TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI**

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

Řízení polohovacího mechanismu

Liberec 2010

Radek Magnusek

**TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI**  
Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Studijní program: N2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 3902T005 – Automatické řízení a inženýrská informatika

**Řízení polohovacího mechanismu**

**Control of a position table**

**Diplomová práce**

Autor:

**Bc. Radek Magnusek**

Vedoucí práce:

doc. Ing. Osvald Modrlál, CSc.

Konzultanti:

doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.

Ing. Lukáš Hubka



tady bude zadání

## **Prohlášení**

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

V Liberci dne: 20.5.2005

.....

Radek Magnusek

## Poděkování

---

Touto cestou bych chtěl poděkovat konzultantovi mé diplomové práce Ing. Lukáši Hubkovi, především za odborné a trpělivé vedení během celého projektu a za pomoc při zpracování textu této diplomové práce.

Zvláštní poděkování patří Ing. Davidu Linrovi za, pomoc při ovládnutí vývojového prostředí SIMOUTION SCOUT. Díky této pomoci bylo pro mě o hodně jednodušší implementace zvolené struktury do řídicího systému a následné odzkoušení na reálné soustavě.

Poděkování patří také mé rodině za podporu během celého studia a vytvoření optimálního zázemí při zpracovávání práce.

## Abstrakt

---

Práce se zabývá řízením elektronické vačky. Úkolem bylo navrhnout takové řízení, které by eliminovalo reziduální kmity způsobené poddajnou hřídelí, a to bez nutnosti měřit polohu konce hřídele.

Členění kapitol práce koresponduje s tím, jak byla problematika regulace daného polohovacího mechanismu řešena. Teorie, jež náleží řešené problematice, je vždy uvedena na začátku příslušné kapitoly. První dvě části práce jsou věnovány seznámení s řízeným systémem a realizací simulačního modelu. Řízeným systémem se rozumí reálný polohovací mechanismus, sloužící k simulaci dynamiky elektronické vačky. V další části je za pomoci simulačního modelu hledaná vhodná regulační struktura.

Důležitou částí práce je kapitola věnovaná porovnání robustnosti uvažovaných regulačních struktur.

Vybraná regulační struktura je následně realizována za pomoci skutečného řídicího systému na reálném polohovacím mechanismu. Práce dokazuje, že vybraná regulační struktura je schopná i při skutečném nasazení eliminovat reziduální kmity a bylo rovněž dokázáno, že kvalita regulace je závislá na shodě modelu s reálným systémem.

**Klíčová slova:** řízení elektronické vačky, eliminace reziduálních kmitů, SIEMENS SIMATIC

## Abstract

---

This diploma thesis deals with control of electronic cam. Our goal was to design such control algorithm, which will eliminate residual vibrations caused by elastic shaft, without the necessity of measuring position of shafts end. Structure of each chapter, corresponds to single steps of designing control of given positioner. Theoretical part on the beginning of every chapter pertains to problems solved in the chapter. First two parts of thesis are dedicated to description of controlled system and realisation of its model. As a controlled system we assume real positioning mechanism, used to simulation of cams dynamic behaviour. In next part we use our model to achieve proper control structure.

Important part of thesis is chapter dedicated to comparison of robustness of designed control structures.

Selected control structure is realised on existing control system of real positioner. Thesis proves, that chosen structure is enable to eliminate residual vibrations on real system and there have been also proved, that quality of control depends on correspondence between model and real system.

**Key words:** control of electronic cam, eliminate residual vibrations, SIEMENS SIMATIC

# Obsah

---

Úvod.....	8
1 Popis polohovacího mechanismu.....	9
1.1 Polohovací mechanismus jako celek.....	9
1.2 Popis motoru .....	10
1.3 Mechanická část .....	11
1.4 Použitý řídicí systém .....	13
2 Simulační model mechanismu .....	15
2.1 Model motoru .....	15
2.2 Model mechanické části .....	17
2.3 Ověření simulačního modelu .....	19
2.4 Nalezení LTI modelu .....	21
3 Rozbor problematiky řízení polohy vačky .....	24
3.1 Požadavky na regulaci.....	24
3.2 Analýza řízené soustavy.....	25
3.2.1 Rozbor elektrické části .....	29
3.2.2 Rozbor mechanické části.....	30
4 Navrhované způsoby řízení.....	33
4.1 Kaskádní regulace .....	33
4.1.1 Ruční seřízení rychlostního regulátoru .....	35
4.1.2 Seřízení rychlostního regulátoru pomocí geometrického místa kořenů... 36	
4.1.3 Porovnání seřízení rychlostních regulátorů.....	39
4.1.4 Seřízení polohového regulátoru .....	39
4.1.5 Nastavení kaskádní regulace pomocí kritéria.....	41
4.2 Řízení pomocí inverzního modelu .....	42
4.3 Stavová regulace .....	45
4.3.1 Nalezení stavového popisu.....	46
4.3.2 Sestavení regulační struktury a návrh estimátoru.....	49
4.3.3 Návrh stavového regulátoru .....	52
4.4 Modifikace kaskádní regulace.....	53
4.4.1 Rozšíření regulátoru rychlosti otáčení.....	53
4.4.2 Využití dopředné vazby (feedforwardu) .....	56
4.5 Porovnání regulačních struktur .....	58
5 Robustnost.....	60
5.1 Robustnost jednotlivých parametrů.....	60
5.2 Robustnost jednotlivých struktur .....	61

6	Realizace .....	65
6.1	Popis regulační struktury řídicího systému .....	65
6.1.1	Rychlostní zpětná vazba .....	65
6.1.2	DCC chart .....	65
6.1.3	Polohová zpětná vazba .....	66
6.2	Výběr regulační struktury .....	67
6.3	Implementace řídicí struktury .....	68
6.3.1	Návrh filtru .....	69
6.3.2	Seřizování regulátoru .....	69
7	Závěr .....	72
	Použitá literatura .....	73
	Příloha A .....	74
	Příloha B .....	75
	Příloha C .....	76
	Příloha D .....	79
	Příloha E .....	80
	Příloha F .....	81

## Úvod

---

V dnešní době je požadována stále větší rychlost a přesnost ve výrobních procesech. Současně s tímto požadavkem je vyžadována i víceúčelovost a snadná změna výrobního procesu, hlavně z důvodu zvyšující se rozmanitosti výroby vedoucí k maloseriovosti výrobků (pružná automatizace). Tyto požadavky jsou důležité i při převodu z kruhového na lineární pohyb, vyskytující se například u motorů, vypínačů a textilních stojů. Tento přenos je doposud řešen především mechanickou vačkou. Proto jsou v dnešní době stále více využívány elektronické vačky, které jsou schopny plně nahradit vačky mechanické a současně přinášejí snadnou variabilitu výrobního procesu. Práce se tedy zabývá řízením polohy elektronické vačky. Pro simulaci dynamiky elektronické vačky byl vyroben reálný model sloužící jako standard pro výzkum dynamiky vačkových mechanismů. Pro řízení tohoto modelu je využit řídicí systém od firmy Siemens.

Cílem práce je navrhnout takové řízení, které by eliminovalo reziduální kmity, způsobené poddajnou hřídelí. Navíc je požadováno, aby k řízení byla využita taková sofistikovaná regulační struktura, která odstraní vzniklé reziduální kmity i bez nutnosti měřit polohu zátěže. V případě, že by se prokázala funkčnost takové struktury, by bylo možné se spolehnout pouze na odměřování polohy pomocí čidla na motoru. Tím pádem by nebylo nutné umisťovat čidlo polohy na vačkový mechanismus. Konstrukce stroje to často neumožňuje.

Lze očekávat, že regulační struktura bude muset obsahovat model mechanické části a bylo by tedy vhodné, aby práce obsahovala třeba i jen rámcové posouzení závislosti kvality regulace na tomto modelu.

Další fakta, která budou limitovat výběr regulační struktury, jsou určité možnosti řídicího systému.

# 1 Popis polohovacího mechanismu

---

## 1.1 Polohovací mechanismus jako celek

---

Polohovacím mechanismem je tedy laboratorní model umístěný ve VÚTS (Výzkumný ústav textilních strojů v Liberci). Model byl vyroben jako standart pro výzkum dynamiky vačkových mechanismů. Model je na obrázku 1.



Obrázek 1. Polohovací mechanismus

Zátěž pro danou aplikaci představuje setrvačnick, který je připojen za pomoci poddajné hřídele. Poddajnost hřídele má za následek výskyt nežádoucích reziduálních kmitů. Je tedy zapotřebí kmity pomocí vhodně zvolených nástrojů eliminovat. Další součástí mechanické rotační soustavy je převodovka, která převádí otáčky do pomala. Poslední součástí soustavy je synchronní motor, představující akční člen ovládající celou mechanickou soustavu.

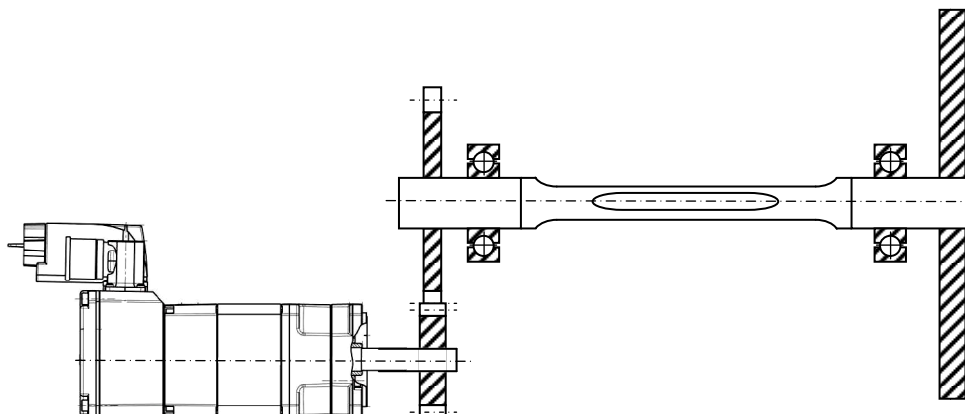
Značným omezením a nepříjemnou komplikací při regulaci je předpoklad, že v některých aplikacích nebude možné přesně měřit polohu na výstupu. Tedy na setrvačnick se v tomto případě nebude moci umístit čidlo polohy (natočení). Vzniklý požadavek komplikuje sestavení regulační smyčky a vnáší vysoké požadavky na přesnost modelu systému, především pak na model mechanické části.

Jako měřicí čidlo je využíváno pouze čidlo snímající rychlost otáčení motoru, které je umístěné přímo v motoru. Na konec celé mechanické soustavy, tedy setrvačnicku, je ve skutečnosti připojeno čidlo polohy, ale nebude zahrnuto do regulační smyčky. Slouží pouze pro informativní měření.

Řízená soustava se tedy skládá ze synchronního motoru, převodovky, poddajné hřídele a setrvačnicku. Soustava je řízena řídicím systémem od firmy Siemens.



Celá je schematicky zobrazena na obrázku 2.



Obrázek 2. Situační schéma soustavy

## 1.2 Popis motoru

V soustavě je použit synchronní motor s permanentními magnety. Synchronní motory s permanentními magnety se běžně používají v servotechnice. Tyto servopohony se používají tam, kde je třeba nastavovat přesnou polohu po přesně daných trajektoriích (rychlost, zrychlení, zpomalení). Jedná se například o pohony v robotice, v automatických výrobních linkách, v mechatronických systémech atd. Výhody synchronních motorů s permanentními magnety jsou zejména velká momentová přetížitelnost (3 až 4), malý objem a hmotnost připadající na jednotku výkonu, malý moment setrvačnosti. Synchronní servomotory s permanentními magnety jsou vždy napájeny z měničů frekvence.



Obrázek 3. Motor Siemens 1FT6

V modelu je použit synchronní motor s permanentními magnety od firmy Siemens se čtyřmi pólovými páry. Typové označení motoru je 1FT6084-8AC71-3AA0. Motor má jmenovité otáčky 2000 ot/min, jmenovitý výkon 3,5 kW, statický moment 20Nm a jmenovitý moment 16,9 Nm. Jmenovitý proud motorem je 8,3 A. Moment setrvačnosti motoru je  $48 \cdot 10^{-4} \text{ kg/m}^2$ . Motor je na obrázku 3. Data o motoru přejata z [1]. Další parametry důležité především pro simulaci jsou v tabulce 1.

**Tabulka 1. Některé důležité parametry motoru**

Označení	Hodnota	Význam
$R_{S(1)}$	1,123 $\Omega$	Odpor vinutí
$L_q$	0.01081715 H	Indukčnost statorového vynutí v podélné ose
$L_d$	0.01000114 H	Indukčnost statorového vynutí v příčné ose
$J$	0,0048 kg/m <sup>2</sup>	Setrvačnost motoru
$\Phi_B$	0,793 Wb	Magnetický tok vyvolaný magnety
$K_e$	143,9 s/V <sup>2</sup>	Elektrická konstanta motoru
$K_m$	2,33 kg m <sup>2</sup> /s <sup>-2</sup>	Mechanická konstanta motoru
$P_p$	4	Počet pólových párů

### 1.3 Mechanická část

Mechanický systém připojený na motor se skládá ze tří částí. Přímo na motor je připojena převodovka, která převádí otáčky z rychlejších na pomalejší. Byla vybrána přesná převodovka od slovenské firmy SPINEA s typovým označením TS 170-33-TC-P24. Nejdůležitějším parametrem převodovky pro regulaci a simulaci je převod, který je 1:33. Ostatní parametry převodovky jsou uvedeny v tabulce 2. Převodovka je na obrázku 4. Data jsou přejata z [2] .

**Tabulka 2. Některé důležité parametry převodovky**

Označení	Hodnota	Význam
	170 mm	Velikost
$i$	33	Převod
$M_R$	495 Nm	Jmenovitý kroutící moment
$n_R$	2000 ot/min	Jmenovité vstupní otáčky
$M_t$	705 Nm/rad	Klopná tuhost
$k_t$	102 Nm/rad	Torzní tuhost

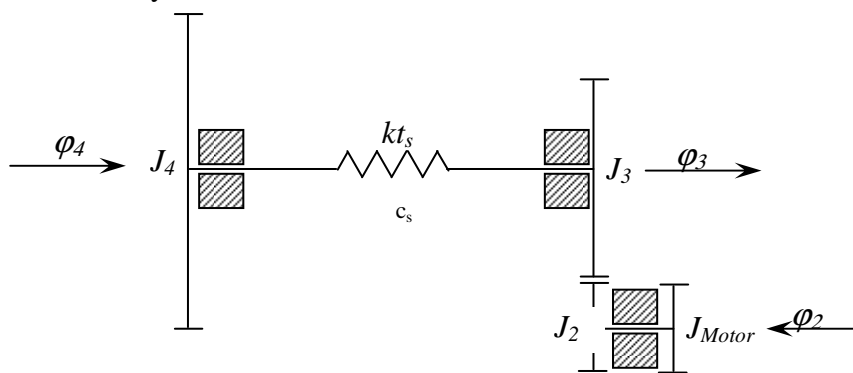


**Obrázek 4. Převodovka**

Další součástí mechanické soustavy je poddajná hřídel. Poddajná hřídel slouží k simulaci nežádoucích reziduálních kmitů, které mohou být na skutečném mechatronickém systému způsobené konstrukcí nebo použitím pružných (měkkých) materiálů. Poddajná hřídel je fyzicky realizovaná za pomoci trubky dlouhé 1200 mm o průměru stěny 5 mm. Poddajnost hřídele byla zvýšena podélným rozříznutím. Torzní tuhost hřídele byla spočítána na 1000 Nm/rad a tlumení na 2/3.

Zátěž celého systému představuje setrvačnick o hmotnosti 15,3 kg a průměru 350 mm. Setrvačnick je vyroben z materiálu, který má hustotu. Na základě těchto znalostí lze vypočítat setrvačnost zátěže, která je 0,101525 kg/m<sup>2</sup>.

Celý kinematický systém je uložen ve dvou ložiskách. Ztráty a tření vznikající v ložiskách budou zanedbány.



Obrázek 5. Kinematické schéma mechanické části

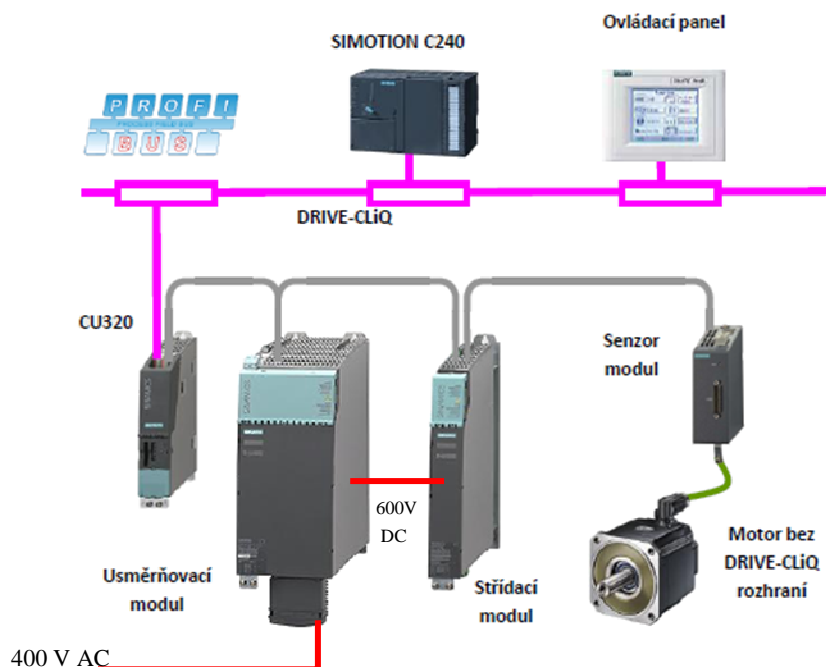
Kinematický systém je zobrazen obrázku 5. Na obrázku je zobrazeno schéma mechanického systému i se setrvačností motoru. Důležité parametry mechanického systému i se svým označením jsou přehledně vypsány v tabulce 3.

Tabulka 3. Některé důležité parametry kinematické soustavy

Označení	Hodnota	Význam
$J_{Motoru}$	0,0048 kg/m <sup>2</sup>	Skutečný moment setrvačnosti motoru
$J_2$	$7,98 \cdot 10^{-4}$ kg/m <sup>2</sup>	Setrvačnost malého převodového kola
$J_3$	$3,935 \cdot 10^{-3}$ kg/m <sup>2</sup>	Setrvačnost velkého převodového kola
$J_4$	0,105651 kg/m <sup>2</sup>	Setrvačnost zátěže
$i$	33	Převod planetové převodovky
$kt_s$	1000 Nm/rad	Torzní tuhost hřídele
$c_s$	2/3	Tlumení hřídele

## 1.4 Použitý řídicí systém

Jak již bylo napsáno, řídicí jednotka je od firmy SIEMENS. K ovládání rychlosti otáčení motoru je použit frekvenční měnič SIMATIC S120 CU 320. Tento frekvenční měnič je určen pro dynamicky náročné operace jak v oblasti přesného řízení rychlosti tak i momentu. Měnič je složen z řízeného usměrňovače a střídače. Konkrétně je použit usměrňovač 6SL3130-7TE23-6AA3. Modul střídače slouží přímo k ovládání motoru, tedy k ovládání rychlosti otáčení či momentu motoru. Je použit modul střídače určený pro dva motory, ale je využit jen jeden výstup. Jednotka střídače má typové označení 6SL3120-2TE21-0AA3. Dále je do modulu střídače přes senzor modul připojen encoder, snímající natočení konce hřídele. Je použit snímač RU 6025. K řízení frekvenčního měniče je určen řídicí systém SIMOTION C240. Jedná se v principu o PLC, které má rozšířené funkce pro ovládání pohonů a polohování i ve více osách. Všechny komponenty řídicího systému mezi sebou komunikují po sběrnici Drive-CliQ. Komunikaci mezi programovací stanicí, tedy PC, probíhá rovněž pomocí PROFIBUS. Výběr parametrů řídicího systému je uveden v tabulce 4. Situační schéma celého řídicího systému je zobrazené na obrázku 6. Programování a nastavování parametrů řídicího systému je prováděno pomocí vývojového prostředí SIMOTION SCOUT. Jehož součástí je i komponenta DCC chart, která poskytuje větší variabilitu při sestavování řídicí struktury.



**Obrázek 6. Situační schéma řídicího systému**

**Tabulka 4. Některé parametry řídicího systému [1]**

<b>Parametr</b>	<b>Hodnota</b>
<b>Parametry usměrňovače</b>	
Jmenovitý výkon	36 kW
Jmenovité vstupní napětí	3AC 400 V 50-60 Hz
Vstupní proud	58 A
Výstupní napětí	600 V DC
Výstupní proud	60 A
<b>Parametry střídače</b>	
Jmenovitý výkon	2 x 4.8 kW
Výstupní proud	2 x 9 A
Stejnoseměrný vstupní proud	22 A

## 2 Simulační model mechanismu

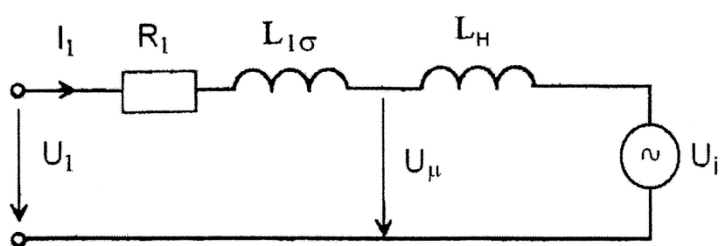
### 2.1 Model motoru

Všechny modely jsou vytvářeny v prostředí MATLAB Simulink. Model synchronního motoru byl vytvářen podle [3]. Parametry pro simulaci jsou uvedeny v tabulce 1. Byl použit D-Q model. V D-Q modelu jsou proudy vyjádřené v komplexním tvaru, v rotujících souřadnicích rotující rychlostí  $\omega$ . Použití D-Q modelu je opodstatněné tím, že lze v simulaci použít vektorové řízení, které je používáno přímo v řídicí jednotce.

Při odvozování základních rovnic modelu se uvažují tyto zjednodušující předpoklady:

- Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonický. Při výpočtech je potřeba zohlednit skutečnost, že motory s vyniklými póly na rotoru mají různou magnetickou vodivost v podélném a příčném směru.
- Parametry stroje ( $R$ ,  $L$ ) jsou konstantní a stejné ve všech třech fázích.
- Ztráty v železe jsou zanedbány.
- Tlumící vinutí rotoru není provedeno.
- Nulový vodič není připojen.
- Magnetizační charakteristika je lineární.

Náhradní zapojení synchronního motoru s permanentními magnety:



Obrázek 7. Náhradní schéma synchronního motoru, přejato z [3]

Napěťové rovnice v komplexním tvaru a v pevných souřadnicích statoru:

$$\begin{aligned}\bar{U}_1^s &= R_1 \bar{I}_1^s + \frac{d\bar{\Psi}_1^s}{dt} \\ \bar{\Psi}_1^s &= \bar{\Phi}_B e^{j\gamma} + \bar{\Phi}_{10} = \bar{\Phi}_B e^{j\gamma} + L_1 \bar{I}_1^s\end{aligned}\tag{1}$$

Kde :

$U_1$  je statorové napětí, které je vyvažováno napětím indukovaným celkovým magnetickým tokem statoru,

$\Psi_{10}$  fiktivní tok statoru vyvolaný statorovým proudem  $I_1$ ,

$\Phi_B$  magnetický tok rotoru vyvolaný permanentními magnety,

$L_1$  celková indukčnost jedné fáze statorového vinutí, včetně vlivu všech fází statoru,

$\gamma$  úhel mezi rotorem a pevným souřadným systémem statoru,

$L_{1\sigma}$  rozptylová indukčnost jedné fáze statorového vinutí,

$L_H$  hlavní magnetizační indukčnost ( $L_1 = L_{1\sigma} + L_H$ ).

Napěťové rovnice ve složkovém tvaru v souřadnicích rotujících rychlostí  $\omega$ :

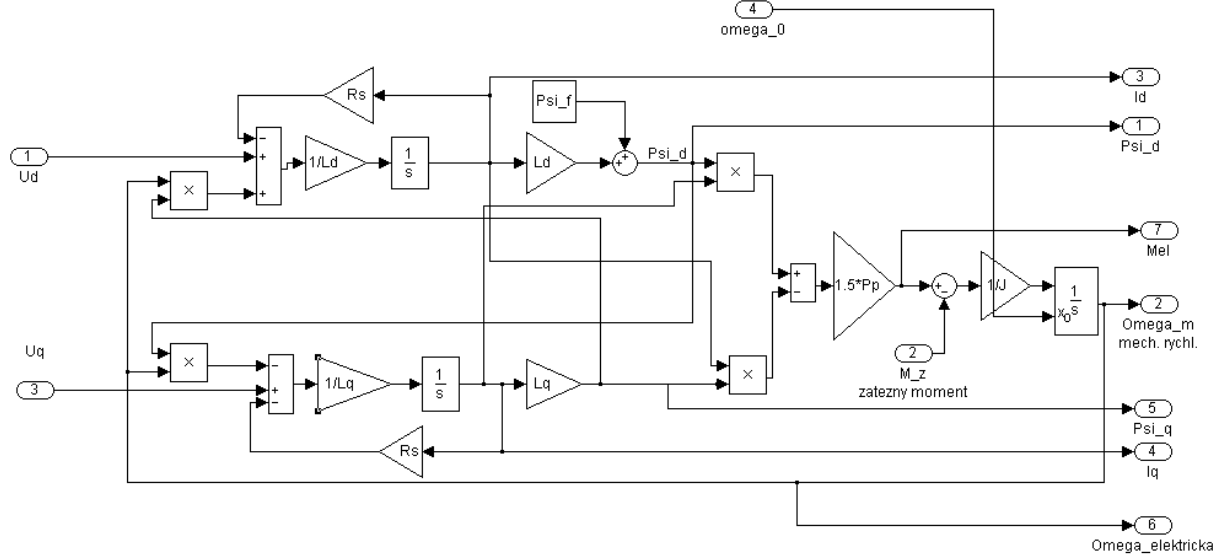
$$\begin{aligned} U_d &= R_1 I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q = R_1 I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ U_q &= R_1 I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} - \omega \Psi_d = R_1 I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega (L_d I_d + \Phi_B) \\ \Psi_d &= L_d I_d + \Phi_B \\ \Psi_q &= L_q I_q \end{aligned} \quad (2)$$

Kde  $\omega$  je elektrická úhlová rychlost rotoru a rovněž souřadného systému.

Moment motoru je

$$M = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im}[\bar{\Psi}_1^* \bar{I}_1] = -\frac{3}{2} p_p (\Psi_q I_d - \Psi_d I_q) \quad (3)$$

Podle uvedených rovnic (2) a (3) sestavíme blokové schéma modelu motoru s permanentními magnety. Simulační schéma je na obrázku 8.

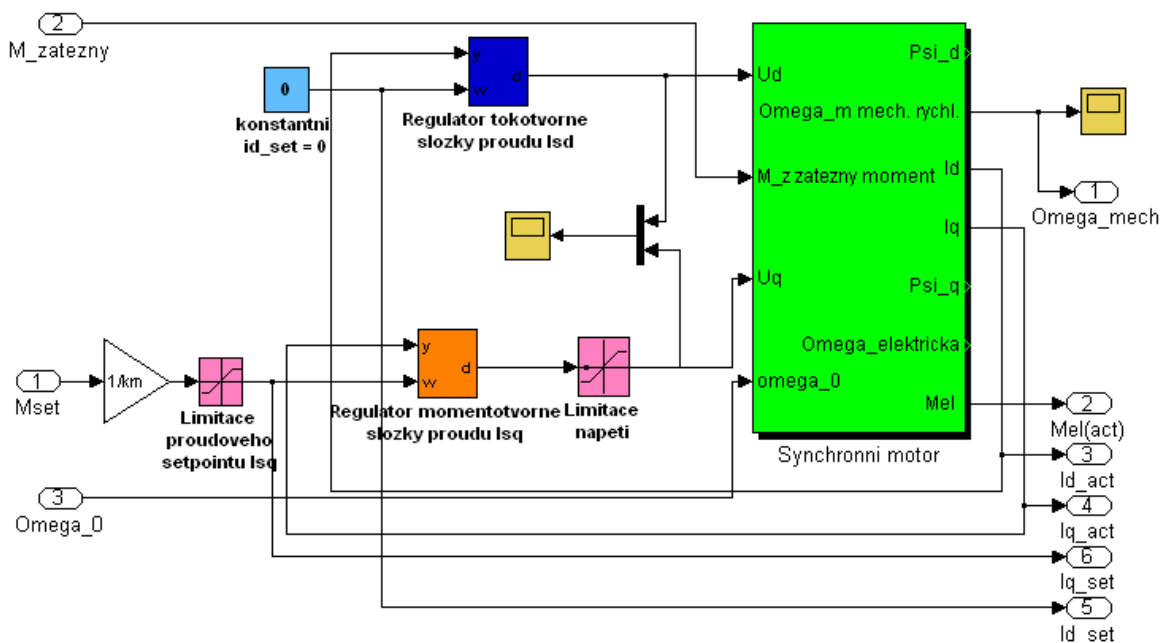


Obrázek 8. Simulační schéma motoru

Model je dále doplněn o regulátory proudů  $i_d$  a  $i_q$ . Toto doplnění vychází z použití vektorového řízení. Nastavení regulátorů proudů je převzato přímo od výrobce motoru. Nastavení regulátoru proudu  $i_q$  a  $i_d$  je shodné pro oba regulátory. V modelu byly použity tyto parametry regulátorů proudů: proporciální složka 28 a integrační 0,02. Dále bylo simulační schéma doplněno o omezení proudu  $i_q$  a napětí. Omezení proudu je dané podle vztahu (4), kde  $I_{\max}$  je maximální proud měniče. Omezení napětí je 400 V, což vyplývá z vlastností motoru.

$$i_{g \max} = \sqrt{i_{\max}^2 - i_d^2} = \sqrt{9^2 - 0^2} = 9A \quad (4)$$

Schéma bylo ještě doplněno o převod žádaného momentu na odpovídající proud  $i_q$ , za pomoci takzvané konstanty motoru  $k_m$ . Hodnoty všech parametrů jsou uvedeny v tabulce 1. Schéma obsahující regulátory proudu a omezení je na obrázku 9.



Obrázek 9. Kompletní simulační schéma serva

## 2.2 Model mechanické části

Při popisu je uvažovaná planetová převodovka jako ideální, proto je zanedbána setrvačnost velkého a malého převodového kola uvnitř převodovky. Model převodovky se díky tomu zjednodušuje pouze na jednoduchý vztah, zohledňující pouze převodový poměr převodovky, tedy na vztah (4).

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{\varphi_2}{\varphi_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{i} \quad (5)$$

Při popisu poddajné hřídele je již její tuhost a tlumení zohledněna. Rovněž není zanedbán moment setrvačnosti zátěže, která je oproti setrvačnosti kol v převodovce o dva řády větší.

Při odvození lze vycházet z věty momentu hybnosti (6), kdy po dosazení vztahu dostaneme základní rovnici, kde moment setrvačnosti  $J$  považujeme za konstantu v čase neměnnou. [4]

$$\frac{dL}{dt} = \sum M \quad (6)$$

$$L = J \omega \quad (7)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \sum M \quad (8)$$

Nyní do rovnice zakomponujeme vliv tuhosti a tlumení hřídele.



$$J_4 \frac{d\omega_4}{dt} = k_s(\varphi_3 - \varphi_4) + c_s \frac{d(\varphi_3 - \varphi_4)}{dt} = M_z \quad (9)$$

Převědeme-li rovnici (9) do Laplacova obrazu při nulových počátečních podmínkách a zároveň převědeme úhel natočení na úhlovou rychlost, dostaneme rovnici (10).

$$J_4 \omega_4 s = k_s \frac{(\omega_3 - \omega_4)}{s} + c_s (\omega_3 - \omega_4) = M_z \quad (10)$$

Ve vztahu (11) je vytknut rozdíl rychlostí, a tím je vztah zjednodušen. Zároveň vztah (11) vyjadřuje zátěžný model, který je nutný pro model serva.

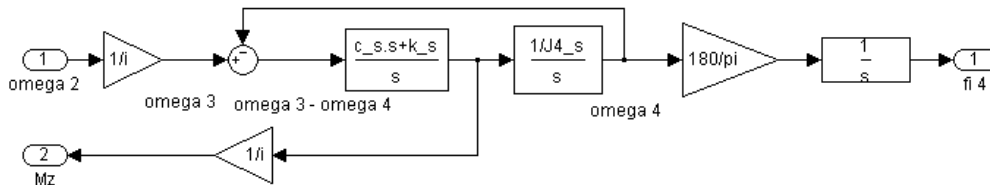
$$M_z = k_s \frac{(\omega_3 - \omega_4)}{s} + c_s (\omega_3 - \omega_4) = \frac{k_s + c_s s}{s} (\omega_3 - \omega_4) \quad (11)$$

Nyní stačí na základě vztahu (8) a jeho Laplasově obrazu převést zátěžný moment  $M_z$  na výstupní úhlovou rychlost  $\omega_4$ .

$$J_4 \omega_4 s = M_z \Rightarrow \omega_4 = \frac{1}{J_4 s} M_z \quad (12)$$

Pro převod z rad/s na deg/s je nutné ještě výslednou rychlost vynásobit  $180/\pi$ . Protože je potřeba znalost i úhlu natočení konce rotačního mechanismu, je rychlost otáčení pomocí integrátoru převedena na polohu.

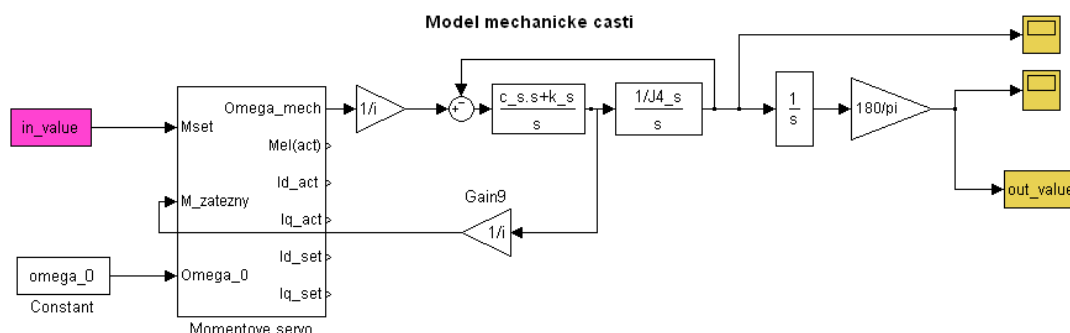
Celý model kinematického systému připojený na motor je na obrázku 10. Model má jako vstup uvažované vstupní otáčky v rad/s a v podstatě dva výstupy, zátěžný moment potřebný pro model motoru. Druhá výstupní hodnota je poloha zátěže ve stupních.



Obrázek 10. Simulační schéma převodovky

## 2.3 Ověření simulačního modelu

Spojení modelu mechanické části a motoru je na obrázku 11.

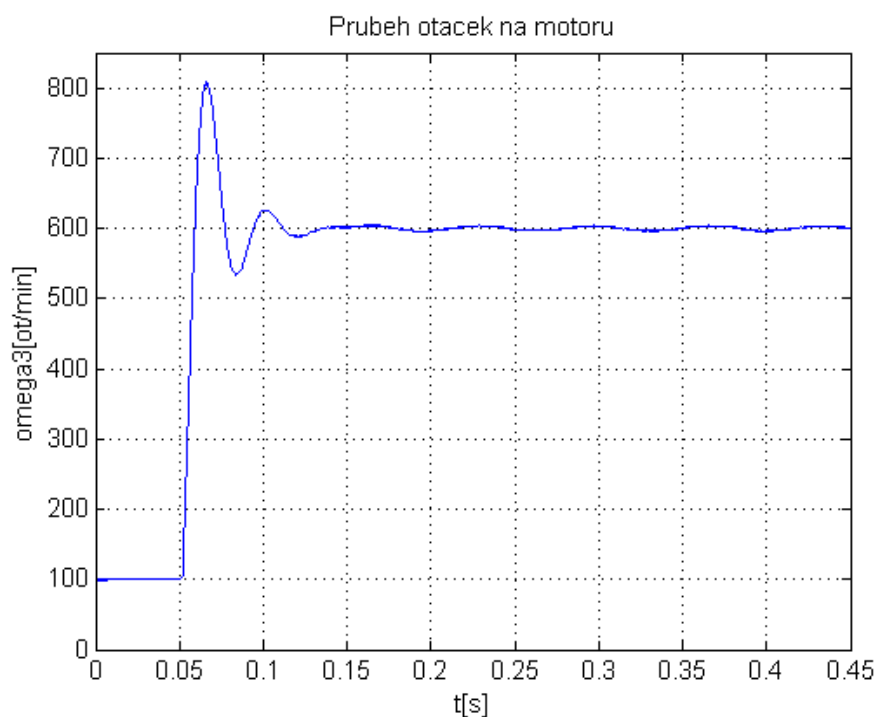


Obrázek 11. Celé simulační schéma

Ovšem měření na samotném motoru je komplikované. Měření je možné pouze v uzavřené regulační smyčce rychlosti a naměřená data nevždy odpovídají skutečné fyzikální podstatě, protože řídicí systém některé hodnoty uvažuje jako vážené hodnoty. Model motoru je plně přejatý z [3] a parametry motoru jsou uvedené v katalogu [1]. Nebude tedy součástí práce ověření simulačního modelu motoru.

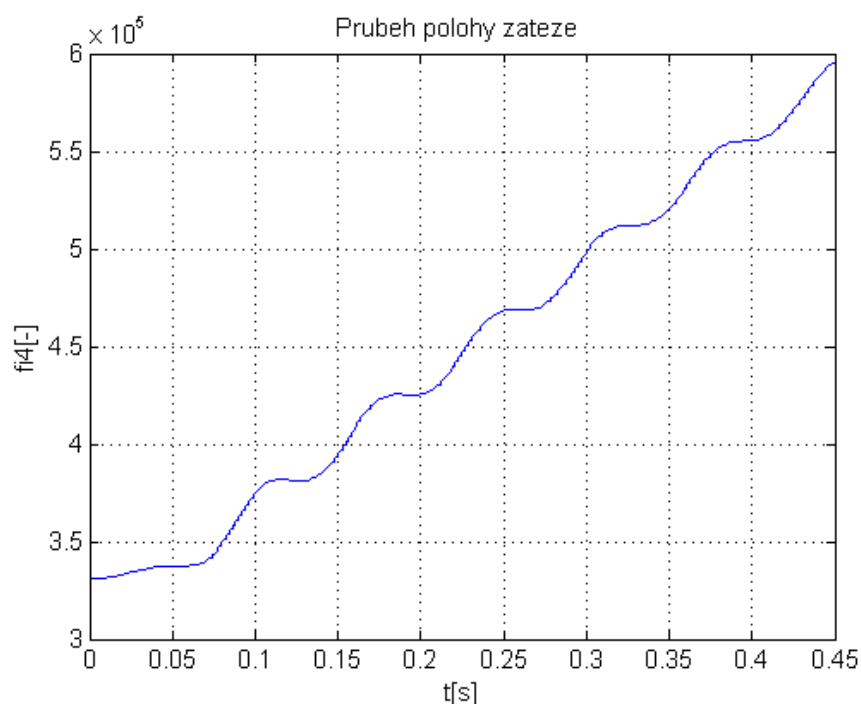
Ověření mechanické části už není tak složité. Snadno lze pomocí nástrojů přímo ve vývojovém prostředí SIMOTION SCOUT bez problémů měřit otáčky na motoru a pomocí enkoderu umístěného na setrvačnicku změřit polohu zátěže. Verifikace modelu mechanické části je proto o hodně jednodušší.

Pro verifikaci modelu mechanické části byl jako buzení použit průběh otáček na motoru zobrazený na obrázku 12. Jedná se o skok otáček z 100 ot/min na 600 ot/min při uzavřené regulační smyčce. Nastavení rychlosti regulátoru bylo  $P = 4$  a  $I = 17\text{ms}$ .



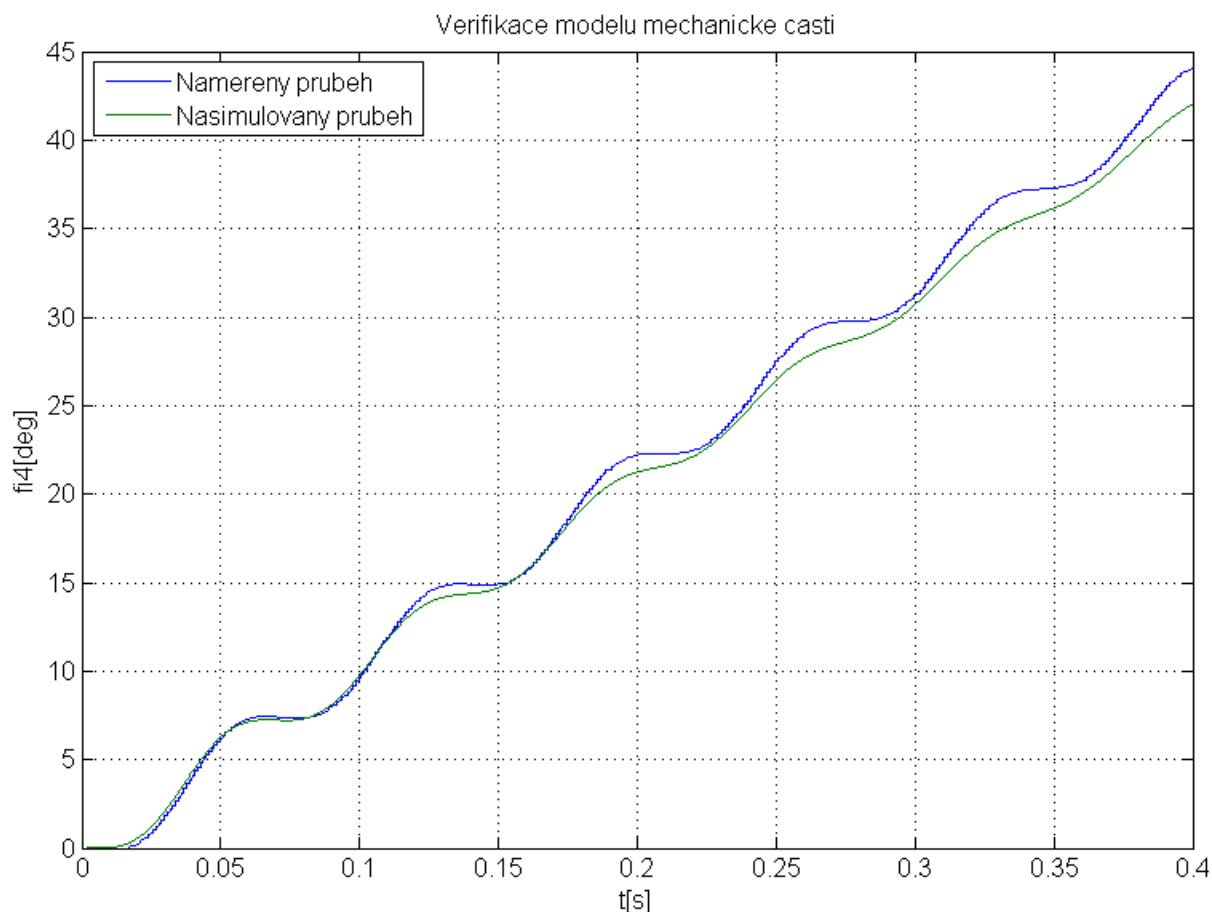
Obrázek 12. Průběh otáček na motoru

Data, s kterými bude porovnáván výstup z modelu, jsou na obrázku 13. Jedná se o data z enkoderu, získané při výše popsaném skoku otáček. Na ose y jsou udány hodnoty pulzů z enkoderu.



**Obrázek 13. Průběh polohy zátěže**

Bylo nutné vstupní i výstupní data posunout do pracovního bodu, to je zajištěno červeně označenými bloky. Posunutí je provedeno odečtením počátečních hodnot měřících signálů a posunutím v čase do počátku souřadných os. Dále bylo nutné převést pulzy z enkodéru na hodnoty odpovídající stupňům. To je provedeno vydělením pulzu hodnotou 1024 a 2048 pro převod z pulzů enkoderu na otáčky a ještě vynásobením hodnotou 360 pro převod na stupně.



Obrázek 14. Verifikace modelu mechanické části

Výsledek verifikace je na obrázku 14. Je vidět, že průběhy drobně liší jak ve frekvenci vlastních kmitů. Tento rozdíl mohl být způsoben dvěma faktory. První je zanedbání dynamiky převodovky a druhý je fakt, že během měření byla na hřídeli prasklinka, která byla opravena pomocí sváru.

Závěrem je nutné zdůraznit, že model je vytvářen na základě matematicko-fyzikální analýzy a drobný rozdíl vůči skutečnosti lze očekávat. Ovšem tento model má za účel, pouze poskytnout prostředek pro nalezení nejvhodnější metody pro eliminaci reziduálních kmitů. Pro tento účel zajisté tento simulační model postačí.

## 2.4 Nalezení LTI modelu

Aby bylo možné využít některých sofistikovaných metod řízení, jako například řízení s vnitřním modelem, je nutné znát lineární model řízené soustavy. Model mechanické části je plně lineární na rozdíl od modelu motoru. Model mechanické části tedy nebude nutné nikterak upravovat.

V modelu motoru se vyskytují dvě nelinearity. První nelinearita je typu nasycení. Tato nelinearita se v simulačním schématu vyskytuje hned dvakrát. Jsou patrné na obrázku 9. Další vyskytující se nelinearita je násobení dvou signálů, a to proudu  $i_q$  a  $i_d$  rovněž, tak i rychlosti otáčení rotoru  $\omega$  a magnetických toků  $\psi_d$  a  $\psi_q$ . Tuto skutečnost lze pozorovat jak

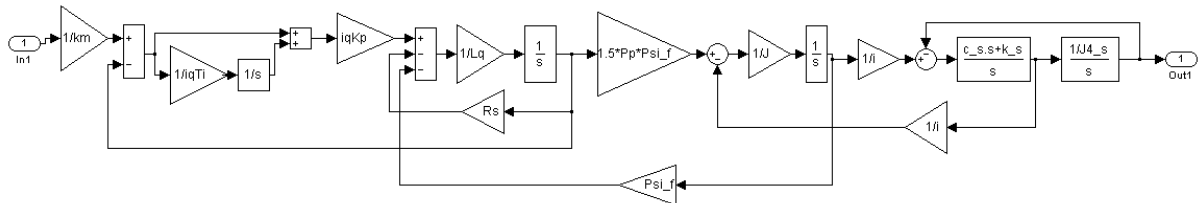
v simulačním schématu synchronního motoru obrázku 8, tak i v rovnicích (2) a (3). Na obrázku x je vidět, že simulační schéma obsahuje člen *product*. V rovnicích (2) a (3), ze kterých simulační schéma vychází, je jasné vidět násobení, tak i vzájemnou křížovou vazbu rovnic.

Pro linearizaci byla využita jednoduchá myšlenka. Regulátor proudu  $i_d$  má jako žádanou hodnotu 0 A. Tento požadavek je objasněn v [3]. To je platné v oblasti pod jmenovitými otáčkami. Jedná se o řízení na maximálním momentu při konstantní velikosti budícího toku. Když tedy budeme uvažovat  $i_d = 0$ , rovnice (2) a (3) se podstatně zjednoduší na tvar:

$$\begin{aligned} U_d &= 0 \\ U_q &= R_1 I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} = R_1 I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega \Phi_B \\ \Psi_d &= \Phi_B \\ \Psi_q &= L_q I_q \end{aligned} \quad (13)$$

$$M = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im}[\bar{\Psi}_1^* \bar{I}_1] = \frac{3}{2} p_p \Psi_d I_q \quad (14)$$

Monet motoru bude tedy závislý pouze na takzvané momentotvorné složce proudu, tedy na proudu  $i_q$ . Touto jednoduchou úpravou jsme se efektivně zbavili nelinearit přímo v modelu synchronního motoru. Podobně bylo postupováno při úpravě simulačního schématu. Lineární simulační schéma celé řízené soustavy je na obrázku.



Obrázek 15. Lineární simulační model

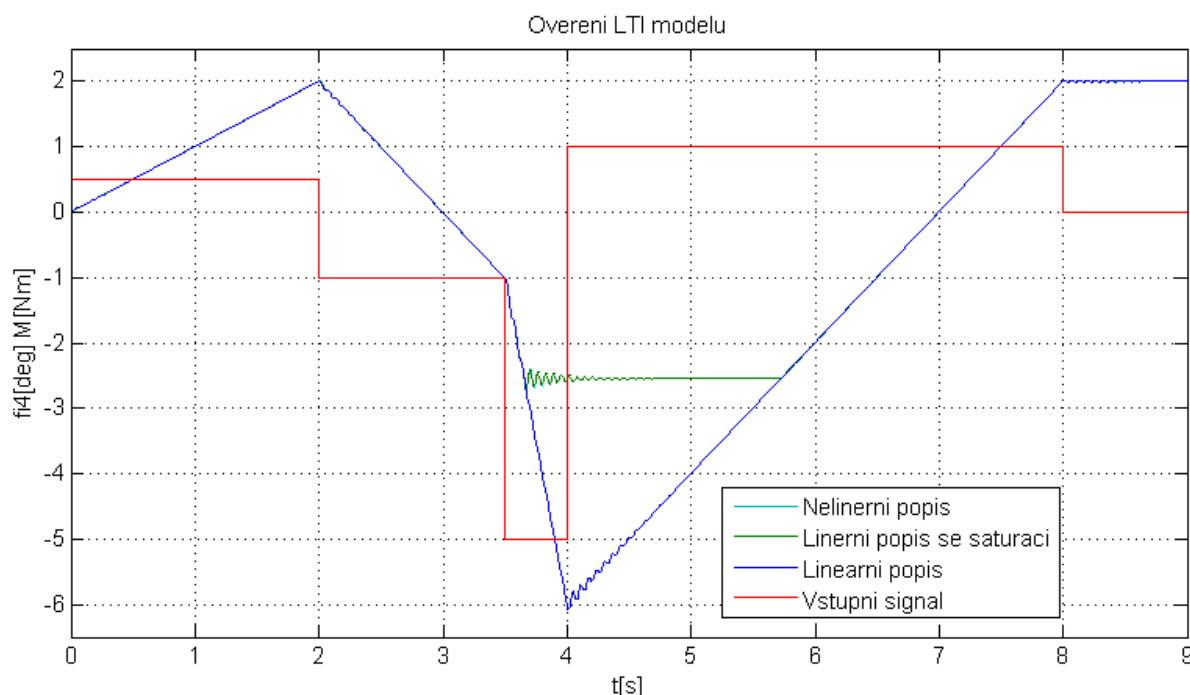
Lineární model nezohledňuje nelinearity typu nasycení, tedy limitaci napětí a proudu.

Součástí lineárního schématu je i regulátor proudu  $i_q$ . Nastavení regulátoru je pevně dané a považováno za optimální přímo od výrobce. Regulátor tedy bude zahrnut i do lineárního modelu a následně do přenosu, který vychází právě z lineárního modelu.

Linearizovaný přenos byl získán přímo z linearizovaného simulačního schématu. Byla použita metoda postupné minimalizace a Masonův vzorec. Nejprve byl vyjádřen přenos regulátoru a části popisující proud. Na takto zjednodušené schéma byl už aplikován Masonův vzorec. Získaný přenos je zapsán ve vztahu, který je pro svoji velikost zapsán v příloze A. Přenos je vyjádřen přímo pomocí konstant popisujících soustavu. Význam a hodnoty konstant jsou uvedeny v tabulkách 1 a 3. Ve vztahu (15) je přenos již číselně vyjádřen. Správnost přenosu byla ověřena pomocí simulace.

$$F_{cele} = \frac{216000 s^2 + 4.321 \cdot 10^8 s + 1.62 \cdot 10^{11}}{s^5 + 2765 s^4 + 1.427 \cdot 10^6 s^3 + 3.564 \cdot 10^7 s^2 + 1.35 \cdot 10^{10} s} \quad (15)$$

Na obrázku 16 je vidět porovnání lineárního, nelineárního modelu a nalezeného přenosu při reakci na budící pulz, který má svůj průběh zobrazen také na obrázku 16.



Obrázek 16. Ověření LTI modelu

Je zde patrné, že dokud nedojde k saturaci proudu  $i_q$  nebo vstupního napětí oba průběhy se shodují. Tento fakt je dokázán právě za pomoci simulace, při které je porovnávána rychlost otáčení zátěže. Budící signál odpovídá, žádanému momentu a jeho průběh je také na obrázku 16. První průběh odpovídá nelineárnímu systému, druhý lineárnímu systému, ale doplněnému o blok saturace v místě napětí. Třetí průběh odpovídá pouze čistě lineárnímu popisu, reprezentovanému pouze přenosem. Právě na obrázku je vidět, že se první a druhý průběh překrývají a odlišný je pouze třetí průběh, odpovídající čistě lineárnímu modelu bez doplnění saturace.

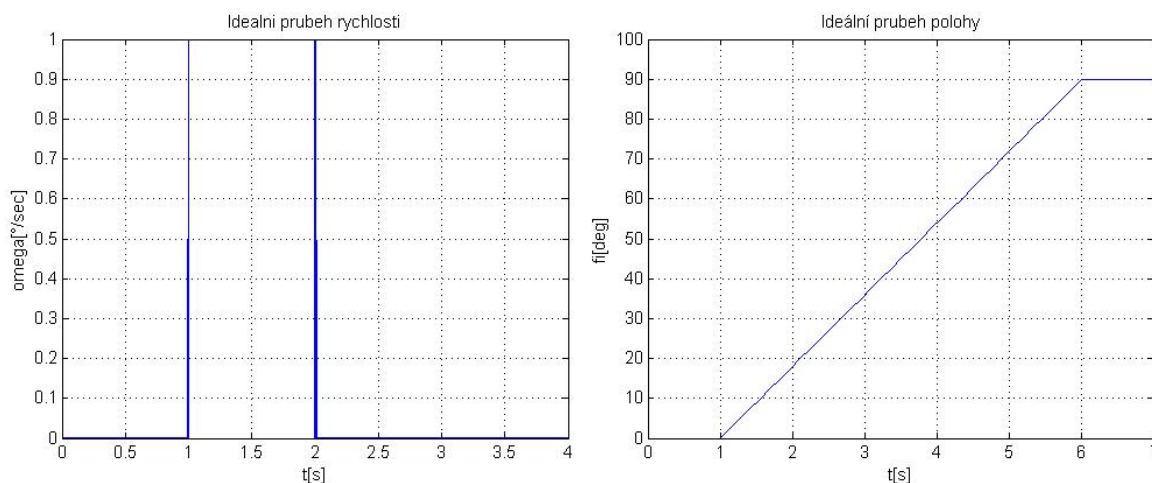
Je zde ještě jedno omezení, které je platné jen pro samotný motor, není tedy pozorovatelné na uvedených průbězích. V případě nenulového zátěžného momentu hned při startu je tento moment kompenzován pomocí proudu  $i_d$ , který je v lineárním modelu zcela zanedbán. To však nevznáší do používaného simulačního modelu žádné omezení. V používaném simulačním modelu s připojenou mechanickou částí je uvažován zátěžný moment při startu nulový.

Nalezený LTI model se shoduje s nelineárním modelem, až do doby kdy se neprojeví účinek saturací. Tento model je použitelný, protože leze předpokládat, že dosažení saturací by při reálném nasazení bylo nežádoucí.

### 3 Rozbor problematiky řízení polohy vačky

#### 3.1 Požadavky na regulaci

Požadavky na kvalitu regulace elektronické vačky se mohou lišit dle aplikace, ve které bude vačka nasazena. Různé požadavky budou na vačku či jiný polohovací mechanismus při nasazení v CNC obráběcích strojích. V CNC obráběcích strojích je požadovaná přesnost až 0,001 mm a spíše je zde požadovaná přesnost polohy než průběh rychlosti během pohybu. Jiná přesnost bude zajisté vyžadována v běžných textilních strojích nebo v případě nasazení u manipulačních robotů. Kvalitu regulace elektronické vačky lze rozdělit do dvou částí. První část je dodržení požadované konečné polohy a druhá část je dodržení požadovaného průběhu rychlosti pohybu. Ideální a z fyzikálního hlediska nerealizovatelný pohyb je na obrázku x. Aby byl průběh realizovatelný, musí mít spojitou druhou derivaci.



Obrázek 17. Ideální průběh vačky

Pro danou aplikaci je ideální průběh požadované polohy modifikován z rampového průběhu na tak zvanou S-křivku. Průběh žádané polohy již nemá tvar rampy, ale je modifikován na polynomický, harmonický a parabolický průběh. Těmto třem průběhům odpovídají i průběhy rychlosti a zrychlení. U všech modifikací je použito otočení mechanismu právě o 90°. Všechny tři průběhy jsou na obrázcích umístěných v příloze B.

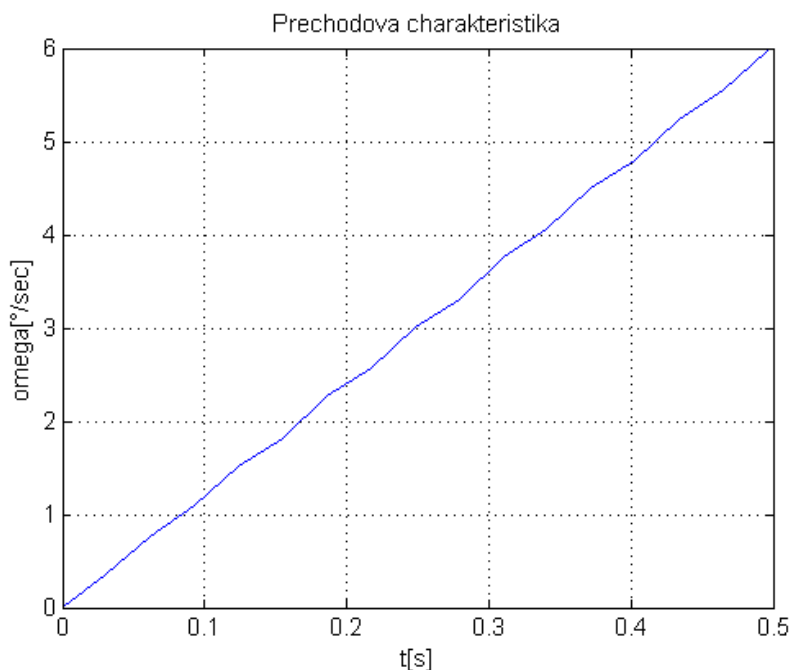
Pro určení kvality regulace, budou sledovány hodnoty konečné polohové odchylky a samozřejmě rychlost dosažení této hodnoty. Jako dostačující hodnotu polohové odchylky lze považovat při otočení o  $90^\circ$  odchylku od polohy  $\pm 0,1^\circ$ . V případě rychlosti ustálení je požadován co možná nejrychlejší průběh. Limitující prvek je zde tedy jen velikost akčních zásahů. Důležitým kvalitativním ukazatelem je přesnost sledování žádané polohy v každém okamžiku především při zastavení. Při zastavení se právě projevují reziduální kmity vnesené do soustavy pružnou hřídelí. Míru potlačení kmitů lze vyjádřit například jako procento potlačení těchto kmitů oproti průběhu zcela bez korekce.

### 3.2 Analýza řízené soustavy

V kapitole x bylo dokázáno, že lineární model odpovídá nelineárnímu modelu. Proto lze při rozboru užívat pouze lineární model motoru. Analýza využívá linearizované simulační schéma, které je na obrázku 15 a také vyjádřené pomocí přenosu (16).

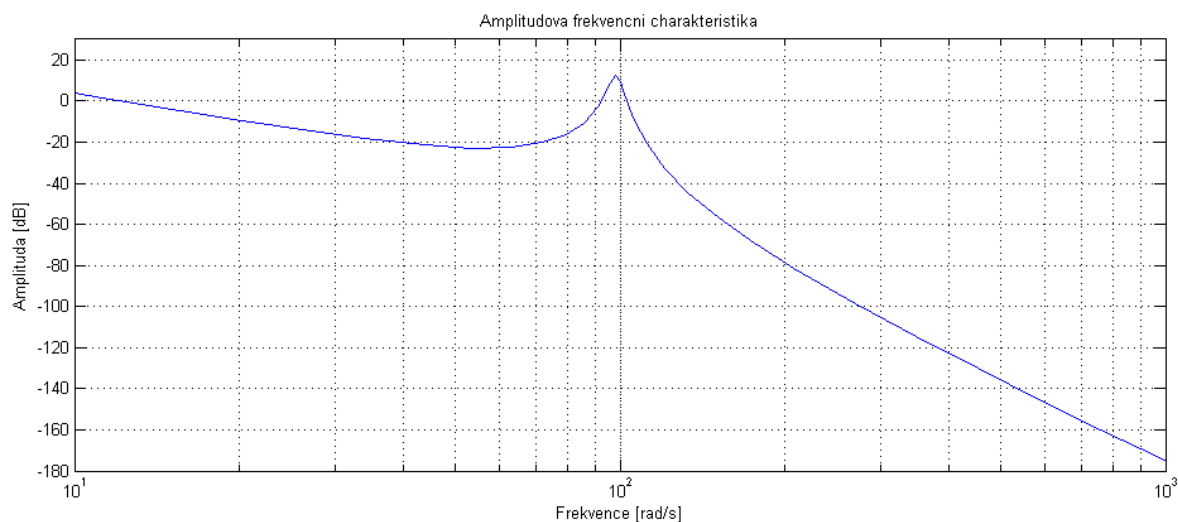
$$F_{cele} = \frac{216000 s^2 + 4.321 \cdot 10^8 s + 1.62 \cdot 10^{11}}{s^5 + 2765 s^4 + 1.427 \cdot 10^6 s^3 + 3.564 \cdot 10^7 s^2 + 1.35 \cdot 10^{10} s} \quad (16)$$

Přechodová charakteristika je na obrázku 18. Jedná se o jednotkový skok na žádaném momentu a je měřena výstupní rychlost, tedy rychlost setrvačníku.

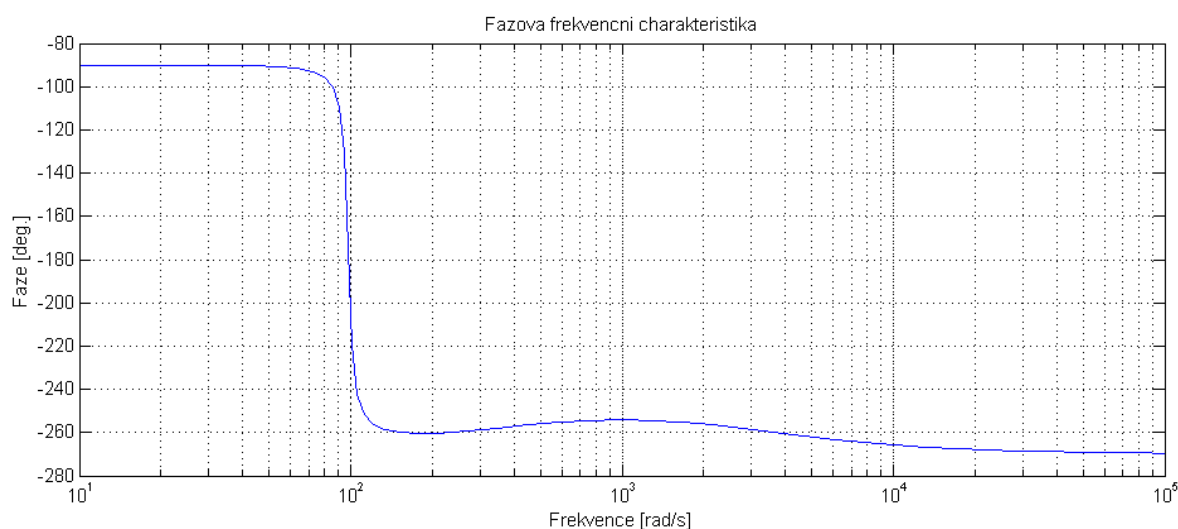


Obrázek 18. Přechodová charakteristika soustavy



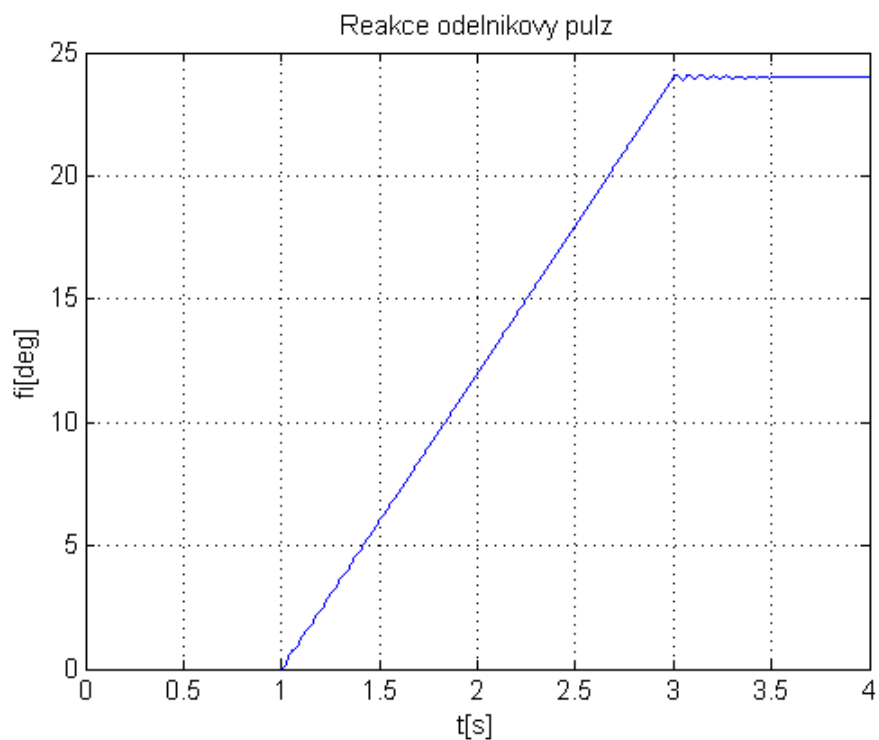


**Obrázek 19. Amplitudová frekvenční charakteristika**

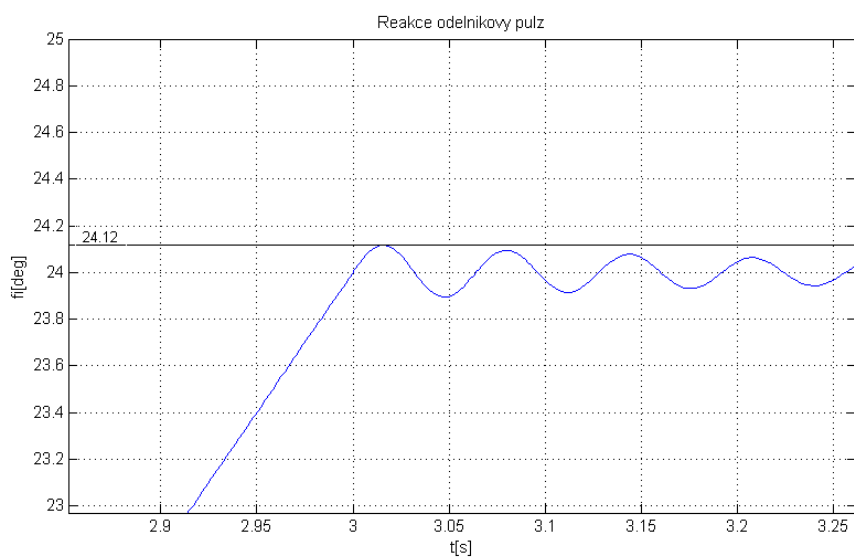


**Obrázek 20. Fázová frekvenční charakteristika**

Z přechodové charakteristiky je jasné patrné, že se jedná o astatickou soustavu. Astaticismus je pozorovatelný v přenosu i následně ve frekvenční charakteristice. Na začátku přechodové charakteristiky jsou vidět kmity způsobené pružností hřídele. Tyto kmity jsou dané rozběhem soustavy z klidu. Kmity způsobené zastavením otáčení soustavy jsou pozorovatelné na obrázku 21. Pro získání průběhu na obrázku není jako buzení použit jednotkový skok ale obdélníkový pulz. Právě tyto kmity je nutné pomocí řízení odstranit. Velikost překmitu je 0,5 % ustálené hodnoty.



Obrázek 21. Graf reakce na obdélníkový pulz



Obrázek 22. Graf reakce na obdélníkový pulz - zvětšení

Soustava je tedy reprezentovaná přenosem (16). Zde se jedná o přenos z žádaného momentu na rychlost otáčení zátěže. Z přenosu lze o soustavě zjistit několik informací. První informací je, že se jedná o soustavu 5. řádu. Absence členu  $s^0$  ve jmenovateli je důkazem, že se jedná o astatickou soustavu. Další informace o soustavě zjistíme z kořenů charakteristické rovnice.

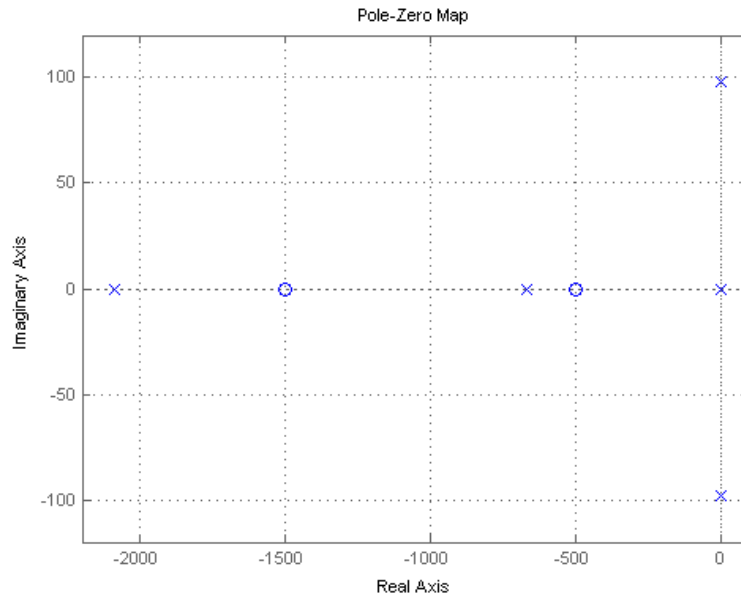
Kořeny charakteristické rovnice tedy póly soustavy jsou:

$$\begin{array}{lll} 0 & -2088.387 & -670.160 \\ -3.226 + 98.161i & -3.226 + 98.161i & \end{array}$$

Naopak nuly soustavy jsou:

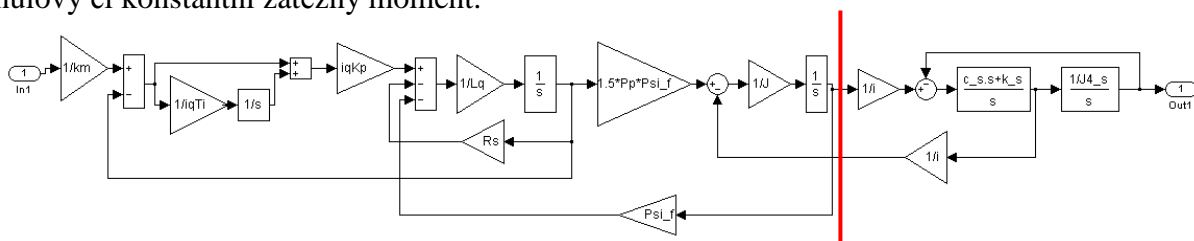
$$\begin{array}{ll} -1500.694 & -499.769 \end{array}$$

Póly a nuly jsou zobrazené v Gausově rovině na obrázku 23.



Obrázek 23. Rozložení pólů a nul v Gausově rovině

Na grafu je pozorovatelná velká vzdálenost mezi některými póly. Dominantní póly, tedy kmitavý a komplexně sdružený pól do soustavy přidává právě pružná hřídel. Pól je umístěn v blízkosti imaginární osy, na rozdíl od pólu vzdálenějšího od imaginární osy, který vnáší do soustavy elektrická část systému, tedy motor. Tato skutečnost bude následně dokázána. Pro popis soustavy lze i tyto dvě části oddělit. Tedy oddělit popis mechanické části systému a elektrické části, tedy motoru. Na lineárním simulačním schématu znovu zobrazeném na obrázku x je rozdělení naznačené červenou čarou. Rozdělení ovšem není jednoduše možné. Tyto dvě části jsou navzájem propojené zpětnou vazbou přes člen  $1/i$ . Provedeme-li rozdělení, mechanickou část toto rozdělení neovlivní. Ovšem pro část představující motor, už tomu tak není. Rozpojená vazba představovala pro model motoru zátěžný moment. Proto bude při následujícím rozboru muset být rozbor motoru prováděn pro nulový či konstantní zátěžný moment.



Obrázek 24. Lineární simulační schéma



### 3.2.2 Rozbor mechanické části

Při rozboru mechanické části bude postupováno jinak než v předešlém případě. Mechanickou část je totiž složité dělit. Rozbor bude prováděn z rovnice (10), která byla získaná z matematicko-fyzikální analýzy. Převedeme-li rovnici z Laplasova obrazu zpět do diferenciální podoby, dostaneme rovnici (20). Dále lze z rovnice lehce vyjádřit obrazový přenos systému (21). Přenos mechanické části systému (21) je uvažován z rychlosti otáčení hřídele na rychlost otáčení zátěže. S těmito dvěma vztahy bude v rozboru mechanické části dále pracováno.

$$J_4 y'' + c_s y' + k_{t34} y = c_s u' + k_{t34} u \quad (20)$$

Kde  $y$  představuje výstup tedy rychlost zátěže a  $u$  představuje buzení tedy rychlost motoru.

$$\begin{aligned} F_{mech} &= \frac{c_s s + k_{t34}}{J_4 s^2 + c_s s + k_{t34}} = \frac{0,667s + 1000}{0,10117s^2 + 0,667s + 1000} \\ &= \frac{6,67 \cdot 10^{-4} s + 1}{1,0117 \cdot 10^{-7} s^2 + 6,67 \cdot 10^{-4} s + 1} \end{aligned} \quad (21)$$

Ovšem tato rovnice a přenos popisují pouze dynamiku hřídele. Vydělení přenosu převodem převodovky je získán přenos popisující celou mechanickou část. Touto úpravou se pouze změnilo statické zesílení. Před úpravou bylo statické zesílení jednotkové.

$$F_{mech} = \frac{c_s s + k_{t34}}{J_4 i s^2 + c_s i s + k_{t34} i} \quad (22)$$

Póly přenosu jsou:

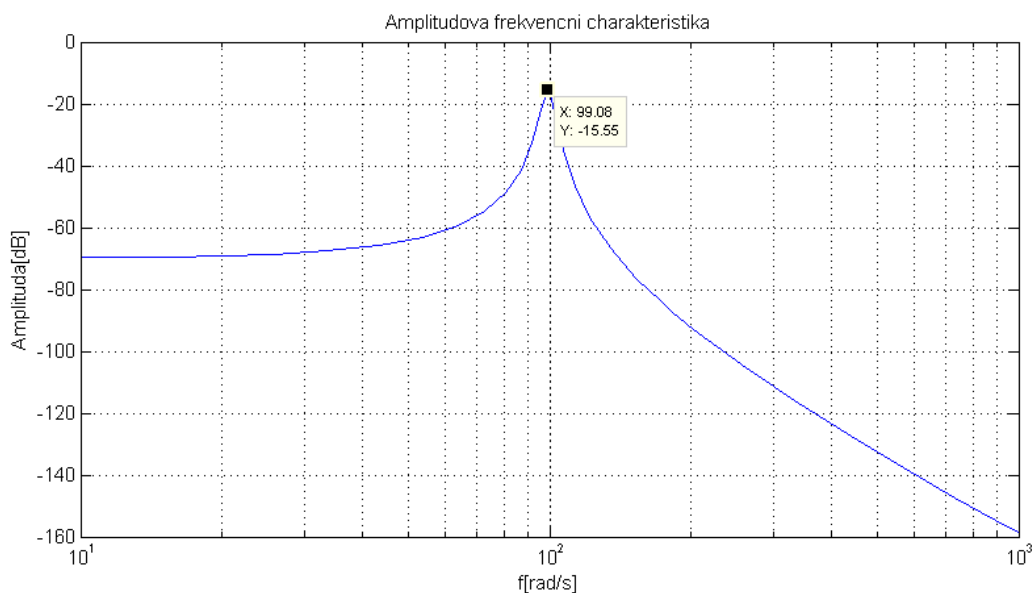
$$-3.2792 + 99.1304i \qquad -3.2792 - 99.1304i$$

Nula přenosu je :

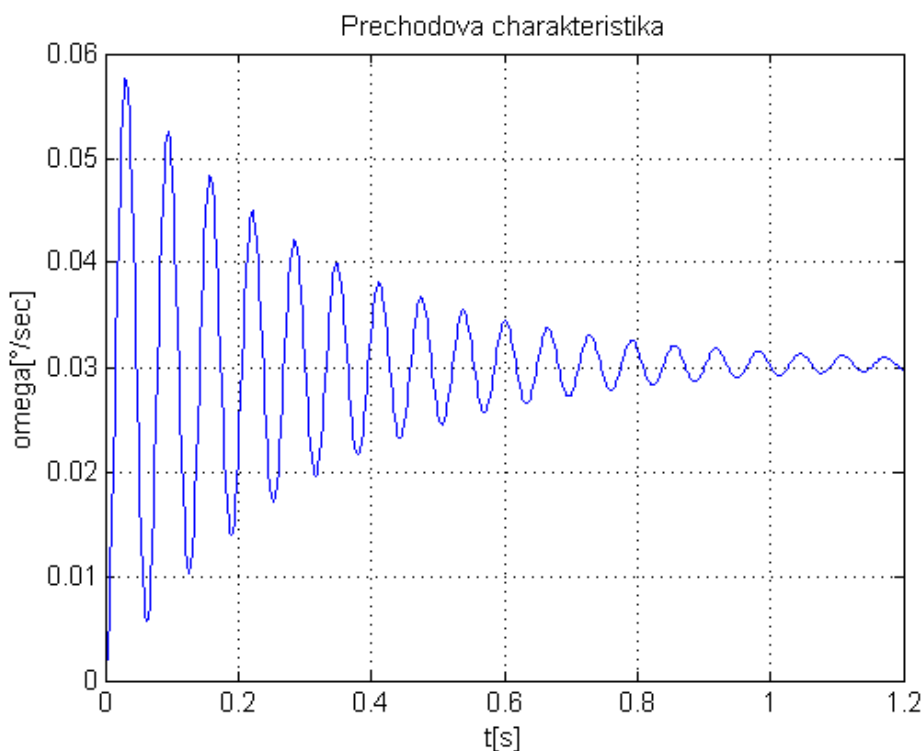
$$-1500$$

Nyní je jasně dokázáno, že komplexně sdružené póly způsobují kmitání celé soustavy. Jsou do soustavy přidávány právě mechanickou částí.

Kmity jsou pozorované i ve frekvenční amplitudové charakteristice a samozřejmě i na přechodové charakteristice mechanické části.



Obrázek 25. Frekvenční amplitudová charakteristika mechanické části



Obrázek 26. Přechodová charakteristika mechanické části

Rezonanční frekvence byla z grafu odečtena jako 99,1 rad/s. Rezonanční frekvence by měla přibližně odpovídat přirozené frekvenci soustavy. Od skutečné rezonační frekvence je odchýlena vlivem účinku tlumení. Vlastní frekvence soustavy je spočítána na základě vztahů a popisu v [5] a [4] .

$$F = K \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = K \cdot \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + 2\xi \frac{s}{\omega_n} + 1} = \frac{K}{(Ts)^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (23)$$

Kde  $\omega_n$  je přirozená úhlová frekvence,

$\xi$  je poměrné tlumení,

$K$  je zesílení soustavy.

$$T = 1/\omega_n$$

Kořeny jmenovatele (x) je možné vyjádřit.

$$s_{1,2} = \frac{-2\xi\omega_n \pm \sqrt{4(\xi\omega_n)^2 - 4\omega_n^2}}{2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{4\xi^2 - 1} = \alpha \pm i\omega \quad (24)$$

Kde  $\alpha$  je tlumení soustavy,

$\omega$  je vlastní kruhová frekvence.

Aplikujeme-li tyto vzorce na přenos  $F_{\text{mech}}$ (21).

Tlumení soustavy  $\alpha = 0,03375$ , což je zanedbatelné. Při takto malém tlumení odpovídá vlastní kruhová frekvence přirozené frekvenci.

Vlastní kruhová frekvence tedy odpovídá:

$$\frac{J_4}{k_{t34}} = \left(\frac{1}{\omega_n}\right)^2 \Rightarrow \omega_n = \sqrt{\left(\frac{J_4}{k_{t34}}\right)^{-1}} = 99,18 \text{ rad/s} \quad (25)$$

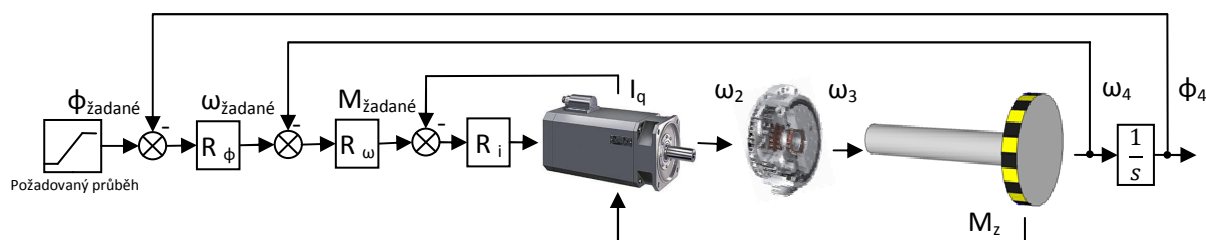
Odečtená rezonační frekvence z amplitudové charakteristiky odpovídá spočítané vlastní frekvenci soustavy.

## 4 Navrhované způsoby řízení

### 4.1 Kaskádní regulace

Nejpoužívanější strukturou v aplikacích zabývajících se regulací polohy je kaskádní regulace. Právě proto byla první strukturou, která byla na modelu zkoušena a i první popisovaná v této práci, tato struktura.

Princip kaskádní regulace je následující. Podstatou je rozdělení regulované soustavy na vnitřní a vnější smyčku, každá z těchto smyček obsahuje regulátor. Celý regulační obvod je následně tvořen tak, že výstup z regulátoru vnější smyčky tvoří žádanou hodnotu regulátoru vnější smyčky. Podmínka pro použití kaskádní regulace je taková že, vnitřní smyčka musí být rychlejší než vnější smyčka. Další podmínka pro seřizování regulátorů je taková, že vždy vnější regulátor musí rychleji reagovat na změny než vnější regulátor. Dodržení těchto podmínek má za účinek omezení vlivu poruch ve vnitřní smyčce a vnější regulátor může být seřízen na změnu žádané hodnoty. Při použití kaskádní regulace u mechanických pohonů se obecně zavádí třístupňová zpětná vazba. První stupeň tvoří proudová zpětná vazba, další je rychlostní zpětná vazba a poslední, polohová zpětná vazba. V případě, že je předmětem regulace rychlost, není polohová zpětná vazba potřeba, to ale neplatí pro tento případ. Principiální schéma kaskádní regulace odpovídající dané aplikaci je na obrázku 27.



Obrázek 27. Regulační struktura kaskádní regulace

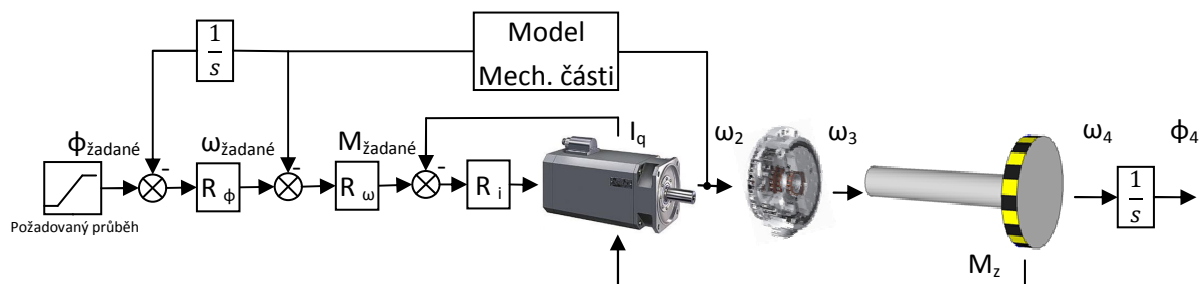
Při seřizování kaskádní regulace se postupuje od vnitřní smyčky směrem ven. Nejvnitřnější smyčku tvoří proudová regulace, ovšem proudová regulace nebude předmětem seřizování. Seřízení proudové smyčky je provedeno podle hodnot udaných výrobcem motoru. Seřizování tedy bude prováděno nejprve na regulátor rychlosti jako vnitřním regulátoru a poté na regulátoru polohy jako vnější.

Popisovaná regulační struktura zatím uvažovala měření polohy na výstupu celého systému. To ovšem, jak bylo výše napsáno, možné nebude. Proto musí být uvažovaná struktura kaskádní regulace upravena, tak aby byly využity pouze ty hodnoty, které je možné měřit. Bude možné měřit rychlost otáčení motoru. Je tedy nutné této skutečnosti využít. V modifikovaném schématu je použit obrazový přenos  $F_{\text{mech}}(21)$ , který odpovídá dynamice mechanické části. Při průchodu signálu odpovídající rychlosti motor přenosem  $F_{\text{mech}}(21)$  je



získán signál odpovídající rychlosti otáčení konce mechanické části. Tento signál je zaveden do rychlostního regulátoru. Pro získání informace o poloze je nutné provést integraci této rychlosti. To je možné vynásobením přenosu přenosem  $1/s$ , nebo zavedením signálu odpovídajícímu rychlosti mechanické části do integrátoru. Je nutné říci, že se jedná pouze o modelování rychlosti otáčení setrvačníku, skutečná informace o stavu a poloze setrvačníku nebude známá a tedy ani nebude moc být zahrnuta do regulace. Regulace nebude schopná odstranit poruchu na výstupní hodnotě. V případě nepřesnosti modelu mechanické části nebo změnách parametrů soustavy dojde k zhoršení regulace.

Modifikovaná regulační struktura jak s regulátorem polohy i rychlosti je na obrázku 28.



Obrázek 28. Modifikovaná struktura kaskádní regulace

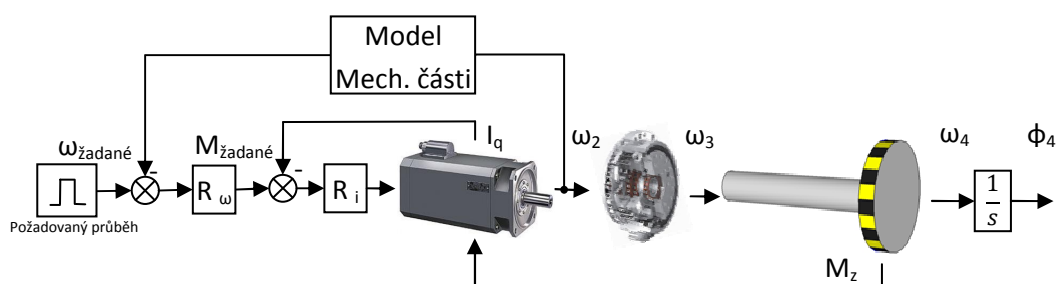
Z regulační struktury implementované v řídicím systému vyplývá, že lze pro rychlostní smyčku využít pouze PI regulátor a pro polohovou zpětnou vazbu P regulátoru. Při následující seřizování kaskádní regulace bude s tímto faktem již počítáno. Regulační struktura bude podrobněji popsána až v kapitole 6.1.

V celé práci je uvažovaná rovnice PID regulátoru ve tvaru (26), který je užíván v MATLABu Simulink [6].

$$U(s) = \left[ P + \frac{I}{s} + D \cdot s \right] \cdot E(s) \quad (26)$$

Jako seřizovací metody pro seřízení PID regulátorů kaskády jsem vybral ruční seřízení, geometrické místo kořenů a pro úlohu optimalizace bylo nalezeno jakostní kritérium.

Principiální schéma, na kterém bylo testováno seřízení regulátoru rychlosti, je na obrázku 29.



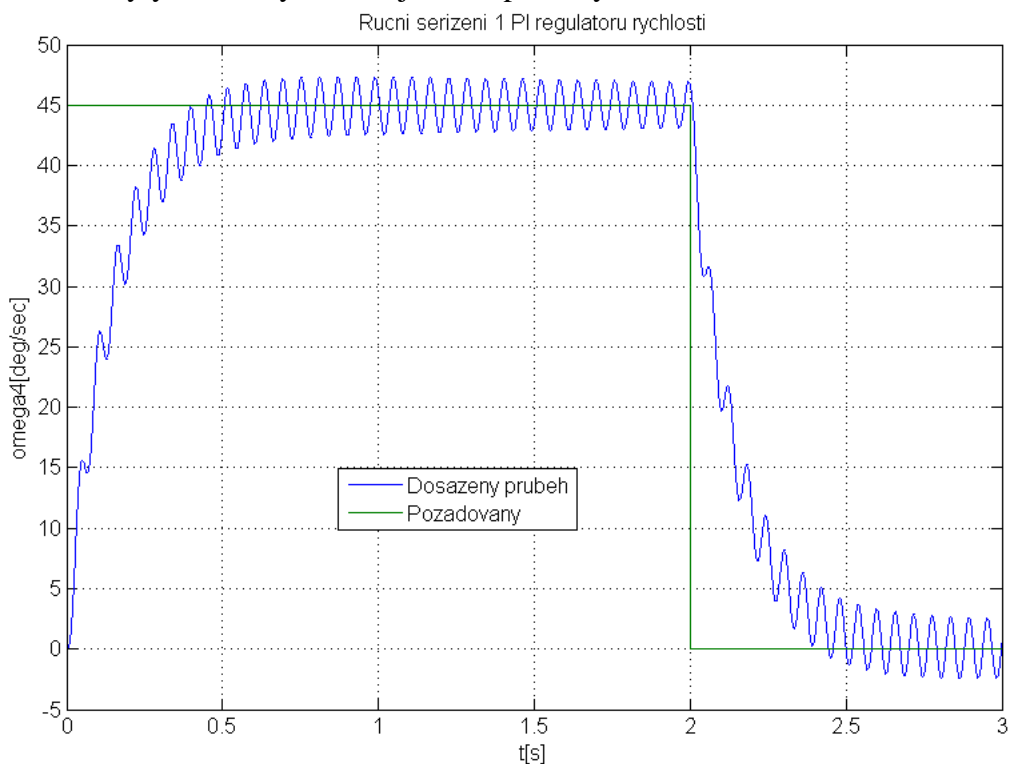
Obrázek 29. Regulační struktura pro návrh rychlostního regulátoru

Skutečná simulační struktura vytvořená v MATLAB Simulink je vložena v příloze C. Pro seřízení byl vybrán jako budící průběh žádané rychlosti obdélníkový pulz. V případě, že použijeme právě obdélníkový pulz, bude následně průběh polohy mít podobu žádané rampy. Obdélníkový pulz je nejhorší vzhledem k dynamice. Rychlá změna otáček z nulových na konstantní hodnotu a následně pak na nulu vždy zapříčiní vznik reziduálních kmitů. V případě, že bude regulátor rychlosti optimálně seřízen na obdélníkový pulz, lze předpokládat, že následná reakce na jiný průběh žádané hodnoty bude rovněž optimální. Při seřizování regulátoru není řešena velikost akčních zásahů, ale vždy je kontrolováno, jestli nebylo dosaženo některé ze saturací. Pro rampový průběh žádané hodnoty z  $0^\circ$  na  $90^\circ$  za 2s nebylo dosaženo pro žádnou uvažovanou strukturu saturace. Proto budou i všechny následující struktury buzeny tímto signálem.

Pro seřizování rychlostního PI regulátoru je využita metoda „ruční“ a seřízení pomocí geometrického místa kořenů.

#### 4.1.1 Ruční seřízení rychlostního regulátoru

Pravidla ručního nastavování lze ve zkratce definovat následně. Vyřadíme všechny složky regulátoru a postupně zvyšujeme P složku až do doby, kdy začne soustava kmitat. Pak se pomocí I složky snažíme odstranit regulační odchylku a pomocí D složky průběh „uklidnit“ a popřípadě zrychlit. Lze předpokládat, že I složka k odstranění regulační odchylky nebude třeba, protože se jedná o astatickou soustavu, ale může pomoci regulaci urychlit. Pomocí ručního seřízení byly dosaženy následující dva průběhy.



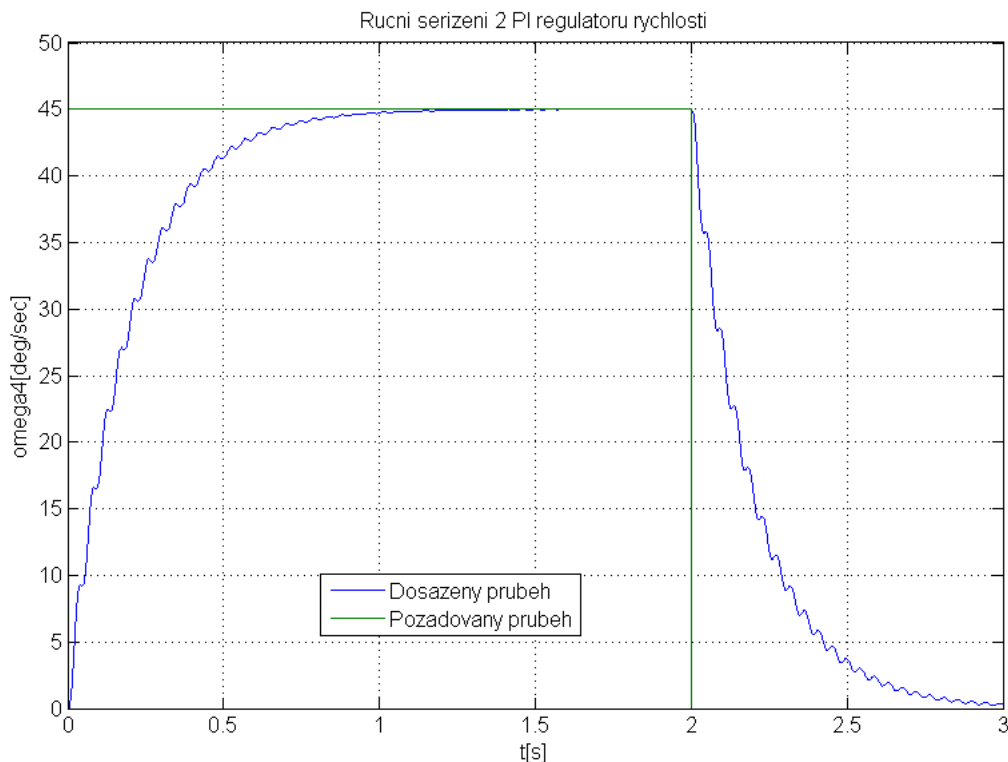
Obrázek 30. Průběh rychlosti při ruční seřízení 1

Seřízení regulátoru rychlosti pro daný průběh:

$P = 0,65$

$I = 0,01$

$D = 0$



Obrázek 31. Průběh rychlosti při ruční seřízení 2

Seřízení regulátoru rychlosti pro daný průběh:

$$P = 0,84$$

$$I = 0,08$$

$$D = 0$$

První průběh je kmitavější, ale zase naopak rychlejší. Záměrně jsou voleny právě takto rozdílné průběhy. Protože převod z rychlosti otáčení na polohu je realizován integrátorem tedy přenosem  $1/s$ , na který lze pohlížet jako na filtr. Filtrující kmitý na průběhu rychlosti. Tímto experimentem tedy zjistíme, zda je výhodnější nastavení regulátoru rychlosti rychlejší, ale kmitavé, nebo pomalejší bez kmitů.

#### 4.1.2 Seřízení rychlostního regulátoru pomocí geometrického místa kořenů

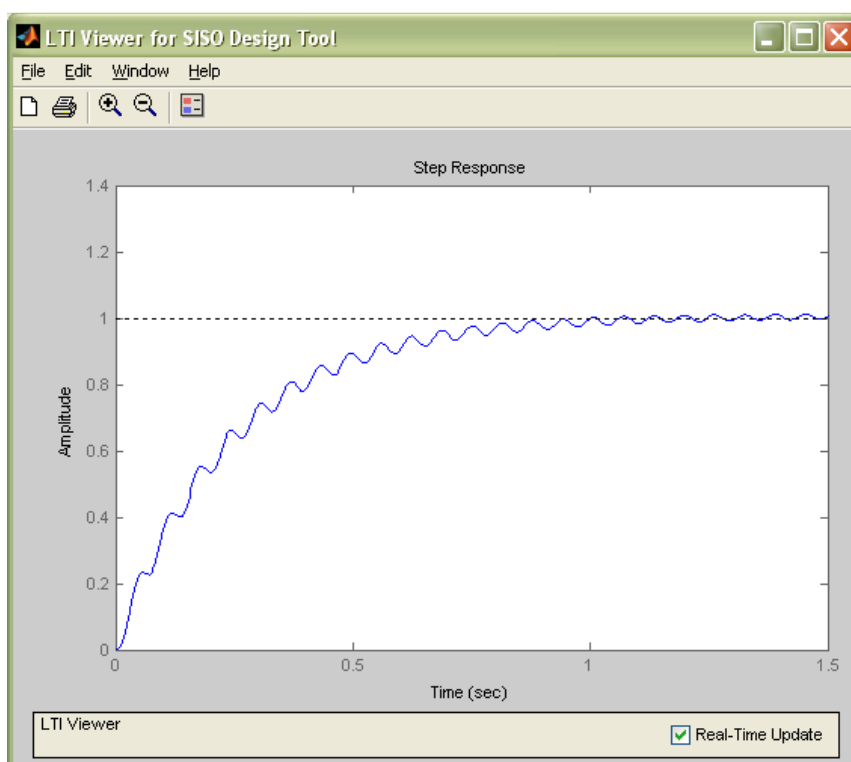
Jako další metoda nastavování parametrů PI rychlostního regulátoru byla využita metoda geometrického místa kořenů. Tato metoda využívá znalosti otevřené regulační smyčky ke zjištění parametrů uzavřené regulační smyčky. Geometrické místo kořenů je matematicko-grafická metoda, která nám pomáhá určit možné polohy kořenů uzavřené smyčky v závislosti na zesílení  $K$ . Trajektorii, kterou kořeny uzavřené smyčky v závislosti na  $K$  vytvoří, nazýváme kořenový hodograf. Optimalizace se tedy provádí změnou zesílení  $K$  a případně změnou struktury a dalších parametrů regulátoru. Pomocí metody lze navrhnout P, PI, PID regulátor nebo regulátor s téměř libovolným přenosem. Metodou jsou dosahované libovolné průběhy, tedy i požadovaný aperiodického průběh.

Jako podpůrný nástroj pro metodu byl využit toolbox MATLABu SISO Design tool. Do toolboxu je nutné zadat regulovanou soustavu. Byl využit obrazový přenos  $F_{cele}$  (16). Dále je nutné vybrat strukturu regulačního obvodu. Byla zvolena klasická zpětnovazební regulační struktura doplněná o filtr na žádané hodnotě a o přenos představující měřící čidlo. Tyto dva doplňující přenosy byly nastaveny na 1.

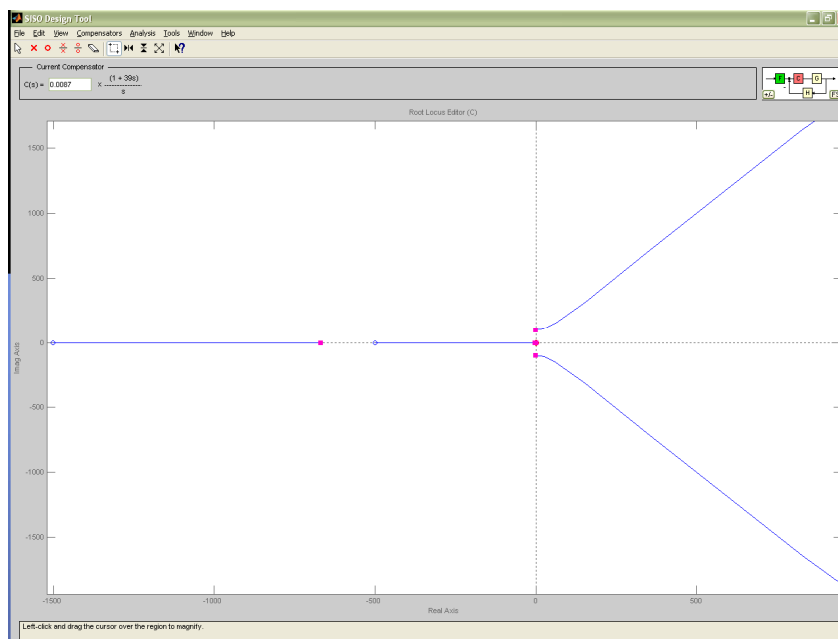
Při návrhu jsem uvažoval strukturu regulátoru PI. Přenos regulátoru byl tedy nastaven na (27). Skládá se z jednoho pólu umístěného do počátku a jedné reálné nuly. Nyní je zapotřebí najít co možná nejoptimálnější nastavení pomocí změny polohy pólů, nul a zesílení regulátoru. K tomu napomáhá nástroj LTI viewer, na kterém lze pozorovat okamžitě změny na nastavení regulátoru.

$$F_{reg} = K \cdot \frac{(1 + 39s)}{s} \quad (27)$$

Nastavení regulátoru je na obrázku 33, na dalším obrázku 32 je vidět předpokládaný průběh. Pól regulátoru je umístěn do pozice, aby co možná nejvíce urychlil regulaci.



Obrázek 32. Předpokládaný průběh zobrazený pomocí LTI wiver

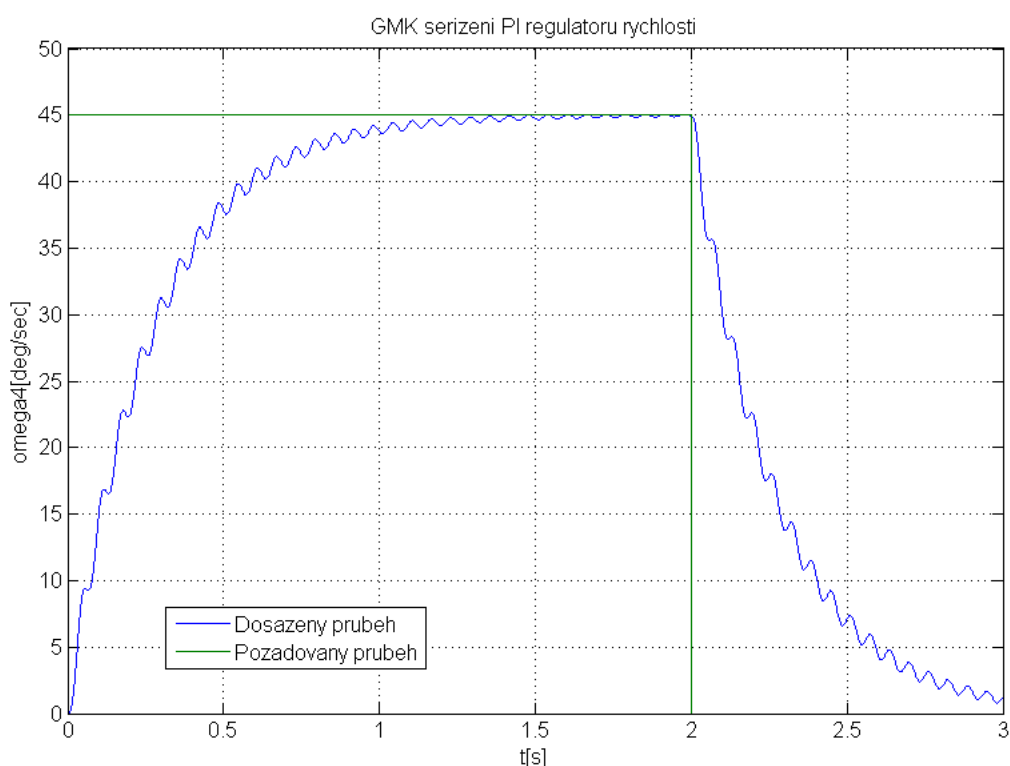


Obrázek 33. Okno SISO Design toolboxu se zobrazeným geometrickým místem kořenů

Přepočet přenosu regulátoru na parametry regulátoru pro simulační model je uveden ve vztahu (28) a dosažený průběh po dosazení na obrázku 34.

$$K = I = 0,0087$$

$$s_1 = 39 \Rightarrow P = s_1 \cdot I = 0,0087 \cdot 39 = 0,3393 \quad (28)$$



Obrázek 34. Průběh rychlosti při seřízení pomocí geometrického místa kořenů

Seřízení regulátoru rychlosti pro daný průběh:

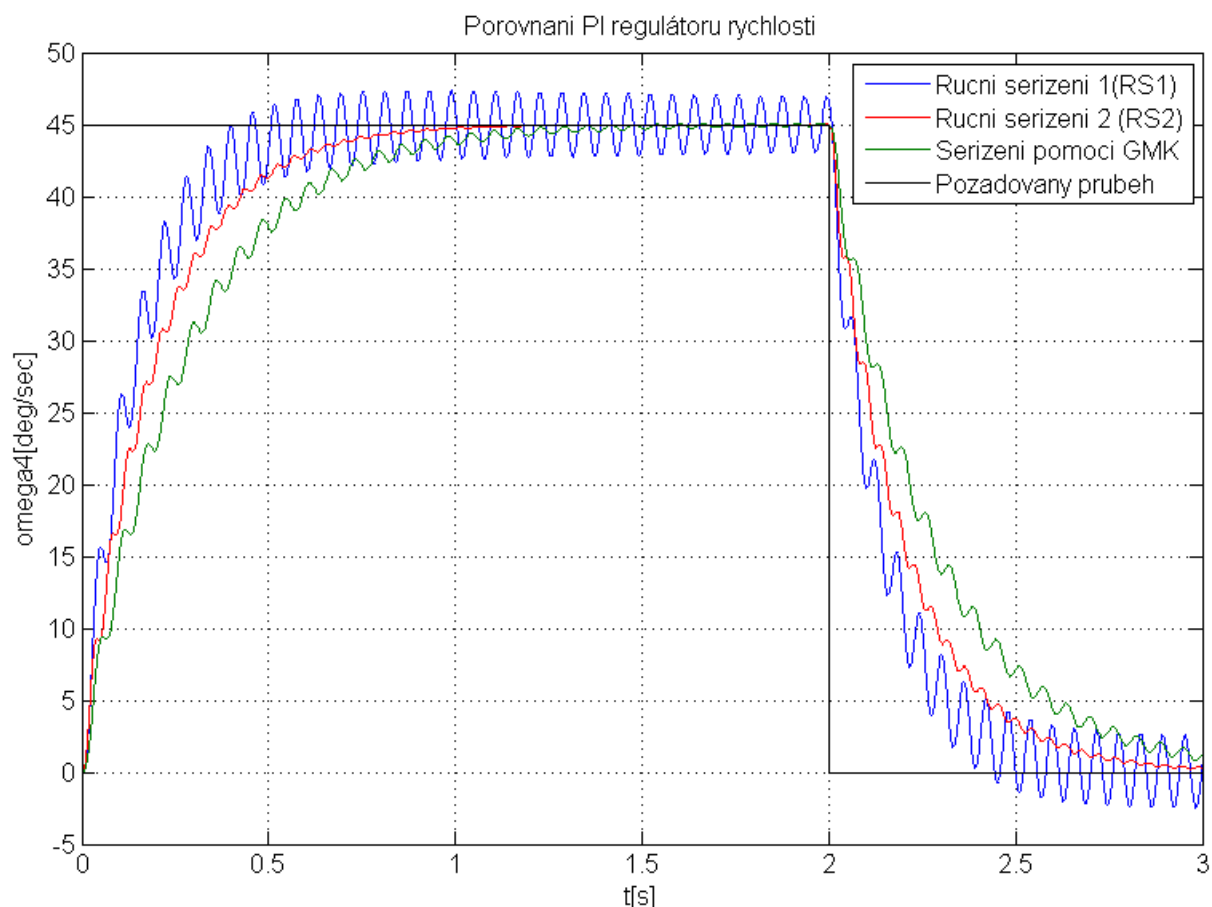
$$P = 0,84$$

$$I = 0,08$$

$$D = 0$$

### 4.1.3 Porovnání seřízení rychlostních regulátorů

Na obrázku 35 je zobrazené porovnání jednotlivých nastavení rychlostního regulátoru.



Obrázek 35. Porovnání seřízení regulátorů rychlosti

Průběhy jsou si dost podobné a vykazují kmity. Za nejrychlejší lze považovat průběh nazvaný RS1, ale je rovněž i nejkmitavější. Nejpomalejší průběh byl dosažen seřízením pomocí geometrického místa kořenů. Tento průběh má i výrazně menší kmity. Dle mého názoru je neoptimálnější průběh RS2. Tento průběh je rychlejší než průběh GMK a zároveň vykazuje výrazně menší kmity než průběh RS1. V případě, že by bylo možné užít PID regulátor, je možné očekávat zrychlení regulace, ale možná na úkor stability. Póly PID regulátoru by se umístili do takového místa, aby změnili geometrické místo kořenů a umožnili zvětšení proporcionálního zesílení. Kořeny uzavřené smyčky by tak déle zůstali v stabilní oblasti.

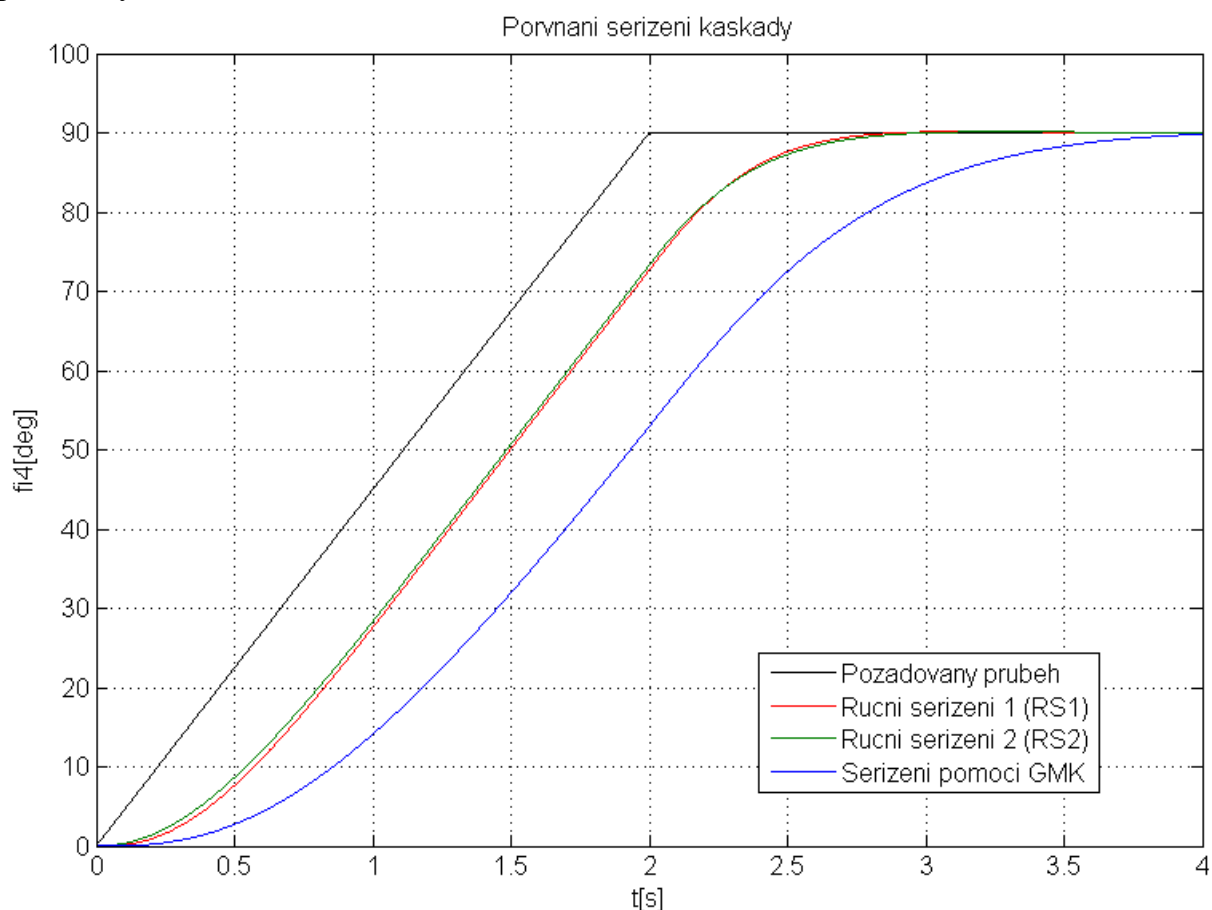
Aby bylo srovnání kompletní, bude regulátor polohy seřizován pro všechny tři seřízení regulátoru rychlosti.

### 4.1.4 Seřízení polohového regulátoru

Struktura regulačního obvodu je na obrázku 28. Simulační model, na kterém bude prováděno seřízení je uveden v příloze C. Jak je výše napsáno, z důvodu požadavku co

„nejostřejší“ dynamiky a co nejhoršího případu má pro seřizování průběh žádané hodnoty tvar rampy a následně průběh rychlosti tvar obdélníkového pulzu.

Regulátor polohy je uvažován pouze jako P regulátor. Není tedy nutné využívat žádné pokročilejší metody seřízení. Postačí pouze ruční seřízení. Postup seřizování je jednoduchý. Pro jednotlivé nastavení regulátorů rychlosti bude postupně zvyšováno zesílení regulátoru polohy. Dokud nedojde k výraznému překmitu nebo kmitání. Dosažené průběhy jsou porovnány na obrázku.



Obrázek 36. Porovnání různého nastavení polohového regulátoru

Seřízení regulátorů polohy:

Ruční seřízení 1:

$P = 2,6$

Ruční seřízení 2:

$P = 2,7$

Geometrické místo kořenů:

$P = 1,21$

Průběhy RS1 a RS2 mají téměř stejný průběh RS1 je při náběhu nepatrně rychlejší. Výrazně pomalejší je průběh GMK, tedy průběh, pro který byl použit regulátor rychlosti seřízený pomocí geometrického místa kořenů.

Vzhledem k tomu, že průběhy RS1 a RS2 jsou téměř identické. Liší se jen v průbězích rychlosti. Průběh RS2 vykazoval nekmitavý průběh rychlosti. Můžeme tedy seřízení označované jako ruční seřízení 2 považovat za neoptimálnější.

### 4.1.5 Nastavení kaskádní regulace pomocí kritéria

K nastavení regulátoru bylo využito i jakostní kritérium. Byla řešena optimalizační úloha se třemi stupni volnosti. Tedy uvažovaná struktura, která je optimalizovaná obsahovala PI regulátor pro regulátor rychlosti a P regulátor pro polohu. Jakostní integrální kritérium vychází z kvadratického regulační plochy (28) podle [7], ale toto kritérium generuje kmitavé průběhy, což neodpovídá kladeným požadavkům.

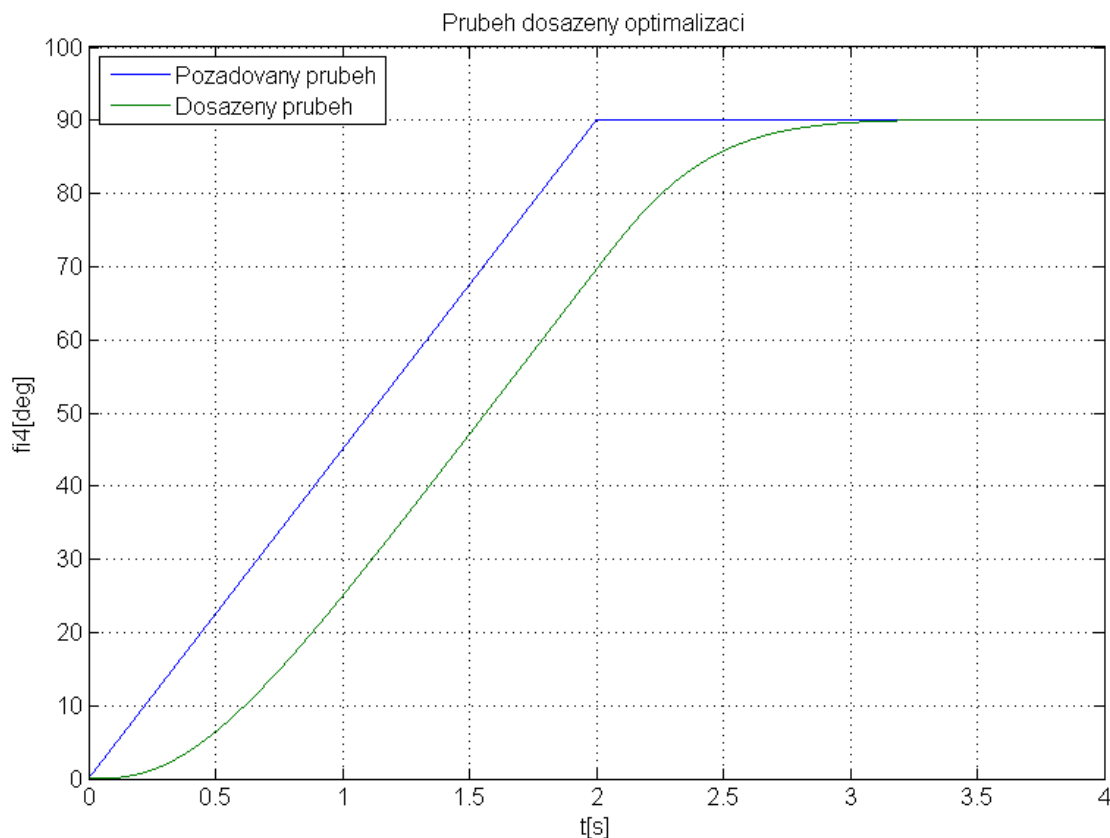
$$J_1 = \int_0^{\infty} \left\{ [e(t) - e(\infty)]^2 \right\} dt \quad (28)$$

Právě z tohoto důvodu bylo kritérium doplněné o další člen, který má za účel penalizovat kmitavé průběhy, protože kmity jsou pozorovatelné především na druhé derivaci signálu, bude doplnění obsahovat druhou derivaci.

Doplnění kvadratického kritéria je penalizováno pomocí konstanty  $\beta$ . Celé kritérium má následně tvar (30).

$$J_2 = \int_0^{\infty} \left\{ [e(t) - e(\infty)]^2 + \beta \left[ \frac{d^2 e(t)}{dt^2} \right]^2 \right\} dt \quad (30)$$

Při optimalizaci byl parametr nastaven na  $\beta=1,6$ . Použité simulační schéma, které je vytvořené v programu MATLAB Simulink je možno nalézt v příloze B. Optimalizační program je na příloženém CD. Průběh získaný optimalizací je na obrázku 37. Hodnota kritéria pro toto nastavení má hodnotu  $J = 1.75378 \cdot 10^7$ .



Obrázek 37. Průběh dosažený optimalizací



Seřízení regulátoru rychlosti pro daný průběh:

$$P = 0,5873 \qquad I = 2,52 \cdot 10^{-5} \qquad D = 0$$

Seřízení regulátoru polohy pro daný průběh:

$$P = 2,21 \qquad I = 0 \qquad D = 0$$

Pomocí optimalizace byl dosažen podobný průběh jako pomocí ručního nastavení. Na rozdíl od ručního nastavení je, ale použit pro rychlostní smyčku spíše P regulátor. I složka je velice malá.

Při dalších krocích optimalizace docházelo sice k zrychlení regulačního pochodu, ale i k zvětšení překmitu. Abychom získali takové kritérium, které by generovalo průběh bez překmitu, muselo by se stávající kritérium ještě upravit. Například o hlídání maxima průběhu a porovnání tohoto maxima s ustálenou hodnotou.

## 4.2 Řízení pomocí inverzního modelu

Princip regulace inverzním modelem je takový, že jako regulátor je dosazen přenos, který predikuje chování a působí svojí dynamikou proti dynamice regulované soustavy. Získaný průběh regulované hodnoty poté téměř přesně sleduje průběh žádané hodnoty. Pro bezproblémovou funkci regulátoru je nutné znát přesný popis regulované soustavy. Známe-li tedy lineární obrazový přenos je návrh regulátoru jednoduchý. Inverzní regulátor získáme pouze inverzí přenosu, tedy prohozením čitatele a jmenovatele obrazového přenosu soustavy. Tímto prohozením je snadno získán přenos regulátoru, který je fyzikálně nerealizovatelný. Tento případ nastane, když je řád polynomu ve jmenovateli přenosu soustavy větší než řád čitatele. Inverzí se dostane nižší řád polynomu do jmenovatele. Výsledný přenos regulátoru má derivační charakter a je fyzikálně nerealizovatelný.

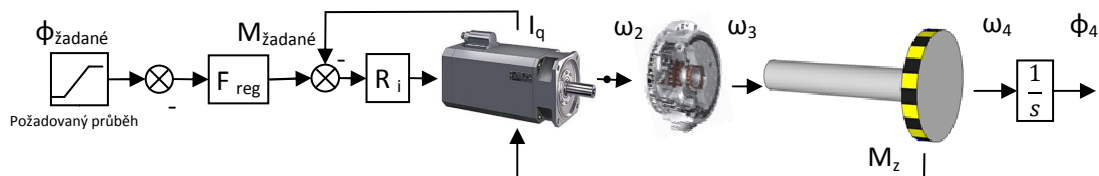
Abychom zajistili realizovatelnost přenosu regulátoru, musíme doplnit jmenovatel přenosu regulátoru o pól  $(\lambda \cdot s + 1)$ , kde  $\lambda$  volíme tak, aby co nejméně zpomaloval rychlost regulace, ale zároveň nesmí způsobovat nestabilitu regulace. Násobnost přidávaného pólu musí být minimálně taková, aby řád polynomu čitatele a jmenovatele byl stejný, čili stejný počet pólů a nul regulátoru.

Při výpočtu se vychází z obrazového přenosu  $F_{cele}(16)$ . Tento přenos odpovídá přenosu z žádaného momentu na rychlost otáčení zátěže. Aby odpovídal sledované poloze, je nutné do přenosu dosadit ještě astatizmus. Vypočet inverzního regulátoru je naznačen ve vztahu (31).

$$F_{reg} = F_{cele}^{-1} \cdot F_{\lambda} = \frac{s^6 + 2765 s^5 + 1.427 \cdot 10^6 s^4 + 3.564 \cdot 10^7 s^3 + 1.35 \cdot 10^{10} s^2}{(216000 s^2 + 4.321 \cdot 10^8 s + 1.62 \cdot 10^{11}) \cdot (\lambda \cdot s + 1)^4} \quad (31)$$

Kde je  $\lambda = 0,02$ .

obrázku 38 červeným křížem, nebude možné regulační strukturu využít. Regulační struktura se omezí pouze na regulátor a soustavu bez zpětné vazby, viz obrázek. Tato jednoduchá struktura bývá někdy označovaná jako dopředná regulace. Regulační struktura je na obrázku 39.

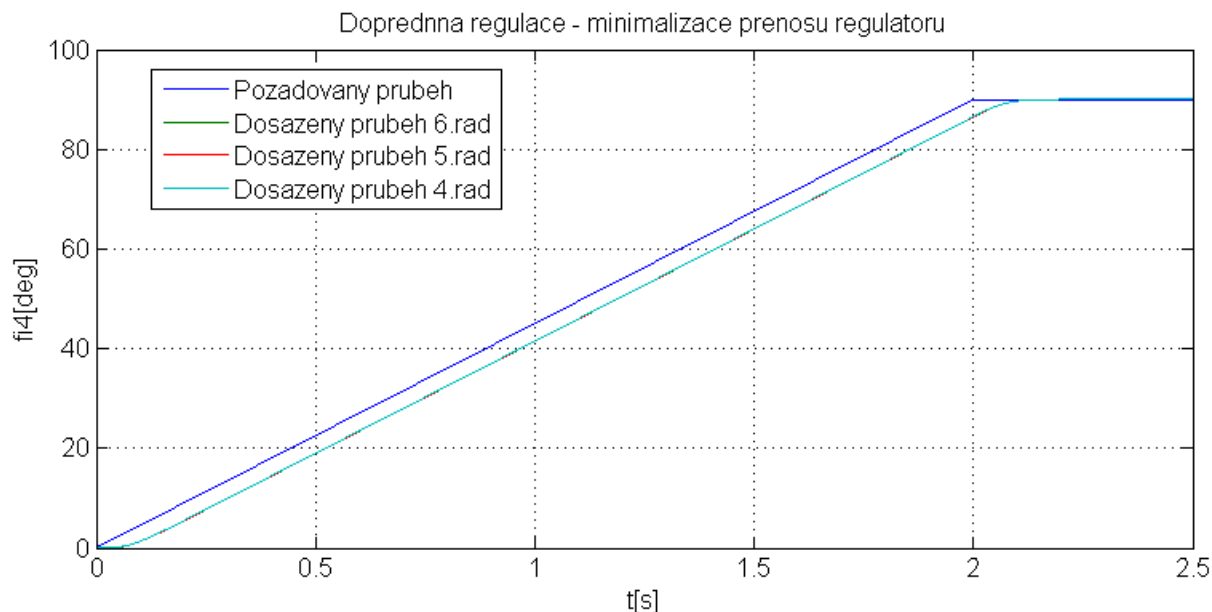


Přenos regulátoru je 6. řádu. Přenos má tyto póly a nuly.

-1500,7      - 499,8      - 50      -49,9 +0.011i      -49,9 -0.011i      - 50

- 2088,4	-670,2	-3,2 + 98,2i	-3,2 + 98,2i	0	0
----------	--------	--------------	--------------	---	---

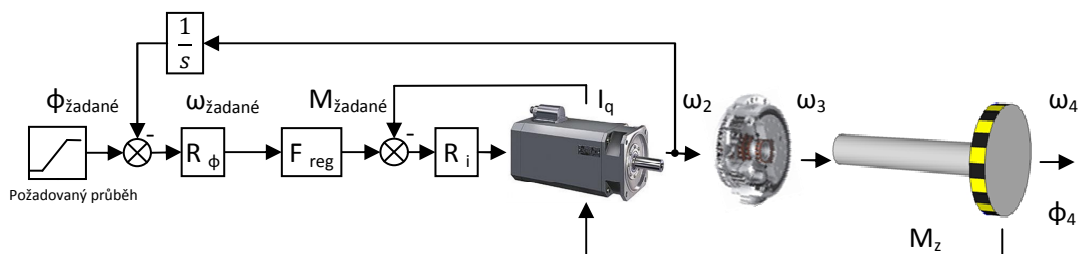
43



Obrázek 40. Dopředná regulace minimalizace přenosu regulátoru

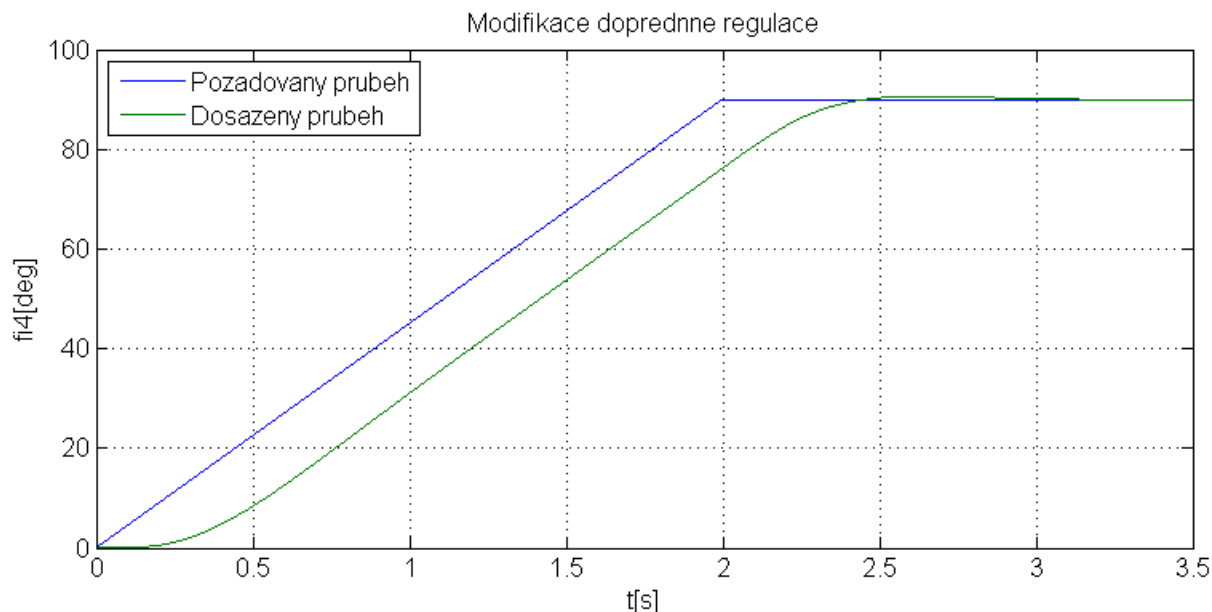
Postupně je snižován řád regulátoru, bez většího vlivu na dosažený průběh. Průběhy se překrývají. Rozdíl je patrný až při velkém přiblížení.

Modifikace předchozí struktury je uvedena na obrázku 41. Modifikace vychází z klasické kaskádní regulace. Regulační struktura obsahuje P regulátor polohy, který získává informaci o poloze z čidla polohy motoru. Dále je zde nahrazen regulátor rychlosti dopředním regulátorem. Výhodou oproti předešlé struktuře je jistě zavedení zpětné vazby, díky níž bude odolnější vůči změnám regulované soustavy.



Obrázek 41. Principiální schéma struktury s inverzním regulátorem rychlosti

Návrh regulátoru rychlosti vychází z přenosu  $F_{cele}$  (16) bez doplnění astatizmu. Postup je obdobný jako v předešlém případě. I zde je snižován řád regulátoru pomocí vykrácení pólu a nul bez většího vlivu na dynamiku regulace. Tento fakt byl již dokázán na obrázku 40.



Obrázek 42. Modifikace dopředného regulátoru

Dosažený regulační průběh je na obrázku 42. Opět je dosažen nekmitavý průběh s překmitem a s regulační odchylkou. Výhodou této struktury bude ovšem invariantnost vůči změnám soustavy. Robustnost je posuzovaná v kapitole 5.

### 4.3 Stavová regulace

Mezi pokročilejší metody regulace, které by měly být schopné odstranit reziduální kmity, patří i stavová regulace. Stavový popis nese informaci o vnitřním stavu systému a může tedy stavový regulátor i s předstihem omezit takové akční zásahy, které by zapříčinily vznik reziduálních kmitů.

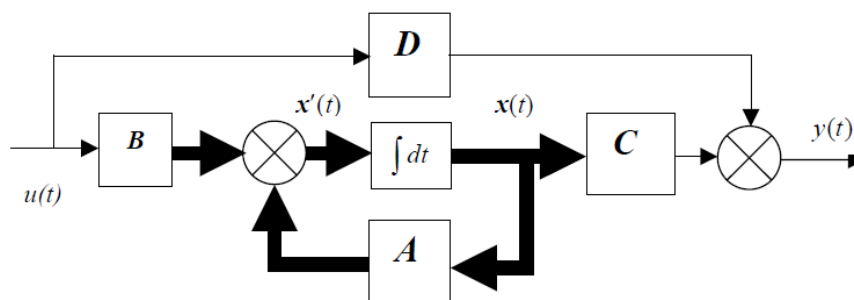
Stavový popis využívá k popisu systému soustavy lineárních diferenciálních rovnic prvního řádu. Rozebereme-li většinu fyzikálních dějů na elementární vztahy, získáme právě diferenciální rovnice prvního řádu. V případě, že je podmínka linearit splněna, jak ve vztahu mezi jednotlivými stavovými proměnnými, tak i mezi buzením soustavy, lze soustavu rovnic vyjádřit pomocí matic [8].

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t)\end{aligned}\tag{32}$$

Kde je

<b>A</b>	matice soustavy [n,n],	<b>D</b>	matice převodu [1,p],
<b>B</b>	matice buzení [n,p],	<b>n</b>	řád systému,
<b>x(t)</b>	vektor stavových [n,1],	<b>p</b>	počet budících veličin,
<b>u(t)</b>	vektor buzení [p,1],	<b>y</b>	výstupní veličina.
<b>C</b>	matice výstupu [1,n],		

Pro stavové rovnice je uváděno následující schéma využívající integrátor.



Obrázek 43. Schéma stavového popisu [8]

Aby bylo možné využít stavové regulace je nutné znalost průběhu všech stavových proměnných, tedy stavového popisu. Nalezení stavového popisu bude předmětem následujících kapitol.

### 4.3.1 Nalezení stavového popisu

Při hledání stavového popisu bylo postupováno stejně jako při tvorbě simulačního schématu. Bude hledán zvlášť stavový popis motoru a mechanické části, ale je nutné zmínit to, že musí být nalezeny dva takové stavové popisy, které lze následně spojit do jednoho. Pro návrh regulátoru je nutná znalost stavového popisu jako celku. Dále je požadováno, aby jednotlivé stavové veličiny měly skutečný fyzikální význam. To se zhodnotí, právě při sestavování celkového stavového popisu.

#### Stavový popis mechanické části

Model mechanické části je lineární, proto nemusí být prováděná linearizace a může být vytvářen stavový popis přímo. Při vytváření stavového popisu lze postupovat několika metodami. Stavový popis je možno získat z diferenciální rovnice (20) nebo z obrazového přenosu mechanické části  $F_{\text{mech}}$  (21). Proto je nutné navrhnout takový stavový popis, aby bylo možné následně provést propojení stavového popisu motoru a mechanické části. Musí se jako buzení stavového popisu uvažovat rychlost otáčení motoru a je potřeba získat ze stavových proměnných zátěžný moment, který bude vstupovat do stavového popisu motoru. Další požadavek je i po polohu konce hřídele. Pro kterou je také požadováno, aby byla jednou ze stavových proměnných.

Rovnice pro stavový popis byly určeny přímo ze simulačního schématu na obrázku 44.

47

### Stavový popis motoru

Při hledání stavového popisu motoru se budeme vycházet z rovnic (2) a (3) popisující motor. Ovšem tyto diferenciální rovnice nejsou lineární, proto je nutné tyto rovnice linearizovat. Linearizace bude opět provedena jednoduchou úvahou. Rovnice (2) a (3) přepíšeme do tvaru, aby odpovídaly rovnicím pro stavový popis. Rovnici (3) ještě doplníme o převod z elektrického momentu na rychlost a odečteme zátěžný moment.

$$\begin{aligned}\frac{dI_d}{dt} &= -\frac{R_l I_d}{L_d} + \frac{\omega L_q I_q}{L_d} + \frac{U_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} &= \frac{U_q}{L_q} - \frac{R_l I_q}{L_q} + \frac{\omega(L_d I_d + \Phi_B)}{L_q} \\ \frac{d\omega}{dt} &= -\frac{3}{2J} p_p (\Psi_q I_d - \Psi_d I_q) - M_z\end{aligned}\quad (36)$$

Nyní je použita podobná myšlenka jako v kapitole 2.4. Za hodnotu proudu  $i_d$  je dosazena nula.

$$\begin{aligned}\frac{dI_d}{dt} &= +\frac{\omega L_q I_q}{L_d} + \frac{U_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} &= \frac{U_q}{L_q} - \frac{R_l I_q}{L_q} + \frac{\Phi_B}{L_q} \\ \frac{d\omega}{dt} &= -\frac{3}{2J} p_p \Phi_B I_q - \frac{M_z}{J}\end{aligned}\quad (37)$$

Nyní už lze skoro sestavovat stavový popis. Stavový popis by měl stejně jako model motoru mít dva vstupy napětí  $U_d$  a  $U_q$ . Za vstup lze považovat i zátěžný moment  $M_z$ . Výstupem by měla být rychlost otáčení hřídele motoru. Poslední rovnice tedy definuje výstup z popisu. V poslední rovnici se nevyskytuje vůbec proud  $i_q$ . Proud  $i_q$  je definován první rovnicí ze vztahu (39). Muže tedy konstatovat, že první rovnice představuje nepozorovatelnou část a z popisu ji lze zcela vypustit. Po vypuštění první rovnice už lze rovnice přepsat do stavového popisu.

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_m &= \begin{bmatrix} -\frac{R_l}{L_q} & -\frac{\Phi_B}{L_q} \\ -\frac{3p_p \Phi_B}{2J} & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B}_m &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_m &= [0 \quad 1] & \mathbf{D}_m &= [0]\end{aligned}\quad (38)$$

Kde buzení představují napětí  $U_q$  a zátěžný moment  $M_z$  a výstup rychlost otáčení motoru.

Protože součástí motoru je v modelu i regulátor proudu je nutné stavový popis o tento regulátor doplnit. Rovnice regulátoru má tvar (18) a stavový popis motoru doplněný o rovnici regulátoru má tvar (39).

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_m &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_{i_q}} & 0 \\ \frac{Kp_{i_q}}{L_q} & -\frac{(R_l + Kp_{i_q})}{L_q} & -\frac{\Phi_B}{L_q} \\ -\frac{3p_p \Phi_B}{2J} & 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B}_m &= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{i_q} km} & 0 \\ \frac{Kp_{i_q}}{L_q km} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \\
\mathbf{C}_m &= [0 \quad 1] & \mathbf{D}_m &= [0]
\end{aligned} \tag{39}$$

Kde již buzení představuje požadovaný moment a výstup rychlost otáčení motoru. Správnost návrhu stavového popisu motoru s regulátorem proudu byla ověřena simulací.

### Sestavení stavového popisu

Při takto navrženém stavovém popisu je spojení jednoduché. Jedná se pouze o spojení matic  $\mathbf{A}_m$  a  $\mathbf{A}_p$ , tak, že rovnice v matici  $\mathbf{C}_p$  představující zátěžný moment, již nebude součástí této matice, ale součástí právě matice  $\mathbf{A}$ . Dále se matice  $\mathbf{A}$  změní tak, že z matice  $\mathbf{B}_p$  do ní přejdou vstupní otáčky jako otáčky motoru v matici  $\mathbf{A}_m$ . Výsledný stavový popis, tedy matice  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$  a  $\mathbf{D}$ , jsou uvedené ve vztahu (40). Pro tento stavový popis je buzení požadovaný moment a výstupem je poloha zátěže.

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{T_{i_q}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{Kp_{i_q}}{L_q} & -\frac{(R_l + Kp_{i_q})}{L_q} & -\frac{\Phi_B}{L_q} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3p_p \Phi_B}{2J} & -\frac{c_s}{Ji^2} & -\frac{k_{34}}{Ji} & \frac{c_s}{JJ_4 i} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{i} & 0 & -\frac{1}{J_4} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{c_s}{i} & k_{34} & -\frac{c_s}{J_4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_4} & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{i_q} km} \\ \frac{Kp_{i_q}}{L_q km} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
\mathbf{C} &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] & \mathbf{D} &= [0]
\end{aligned} \tag{40}$$

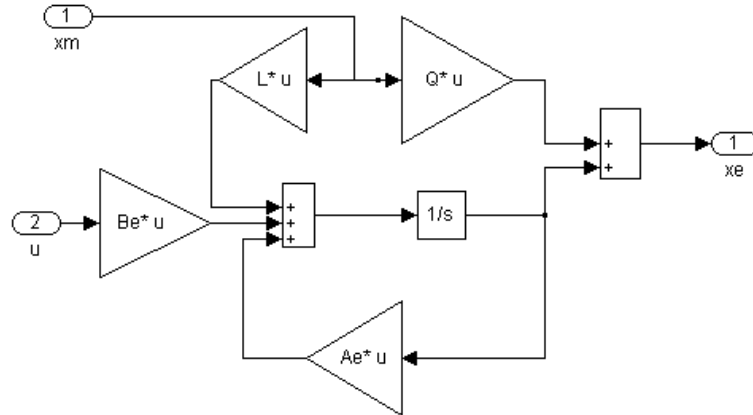
### 4.3.2 Sestavení regulační struktury a návrh estimátoru

Při nasazení stavové regulace jsou běžně průběhy stavových proměnných získávány za pomoci estimátoru. Ovšem použití estimátoru je podmíněno měřením výstupního signálu. To není v uvažované soustavě možné. Je proto nutné použít jiný přístup pro zjištění průběhů stavových proměnných.



U motoru je známá výstupní veličina, dokonce jsou měřitelné i některé další hodnoty, které mají korespondenci se stavovými veličinami. Použití estimátoru pro popis motoru je možné, dokonce použít i estimátor redukovaného řádu, který estimuje jen ty stavové proměnné, které nelze měřit. Proud  $i_q$  a rychlost otáčení jsou měřitelné a vstupují do estimátoru. Odhadovaná je pouze proměnná  $x$ , která je do popisu přidávána regulátorem proudu.

I přes pátrání v dostupné literatuře nebyl nalezen popis a tvorba estimátoru redukovaného řádu. Proto při návrhu estimátoru je vycházeno pouze z vědomostí získaných v předmětu stavové řízení. Struktura estimátoru redukovaného řádu je na obrázku 45.



Obrázek 45. Struktura estimátoru redukovaného řádu

Před samotným návrhem etimátoru je nutné rozdělit matici A a B popisu motoru na měřitelnou a estimovanou část. To je provedeno ve vztahu (41).

$$\tilde{\mathbf{A}}_m = \left[ \begin{array}{cc|c} -\frac{(R_l + Kp_{iq})}{L_q} & -\frac{\Phi_B}{L_q} & \frac{Kp_{iq}}{L_q} \\ -\frac{3p_p \Phi_B}{2J} & 0 & 0 \\ \hline -\frac{1}{Ti_{iq}} & 0 & 0 \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c|c} \tilde{\mathbf{A}}_{m11} & \tilde{\mathbf{A}}_{m12} \\ \hline \tilde{\mathbf{A}}_{m21} & \tilde{\mathbf{A}}_{m22} \end{array} \right] \quad (41)$$

měřitelná část

estimovaná část

$$\tilde{\mathbf{B}}_m = \left[ \begin{array}{cc} \frac{Kp_{iq}}{L_q km} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \\ \hline \frac{1}{Ti_{iq} km} & 0 \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} \tilde{\mathbf{B}}_{m1} \\ \tilde{\mathbf{B}}_{m2} \end{array} \right]$$

měřitelná část

estimovaná část

Následně je řešena rovnice pro volbu matice Q (42).

$$\det(\lambda \mathbf{E} - \tilde{\mathbf{A}}_{m22} + \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{A}}_{m12}) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \quad (42)$$

Pro volbu vlastních čísel estimátoru  $\lambda_1 = 1$  a  $\lambda_2 = 1000$  vychází matice Q.

$$\mathbf{Q} = [0,3767 \quad 1] \quad (43)$$

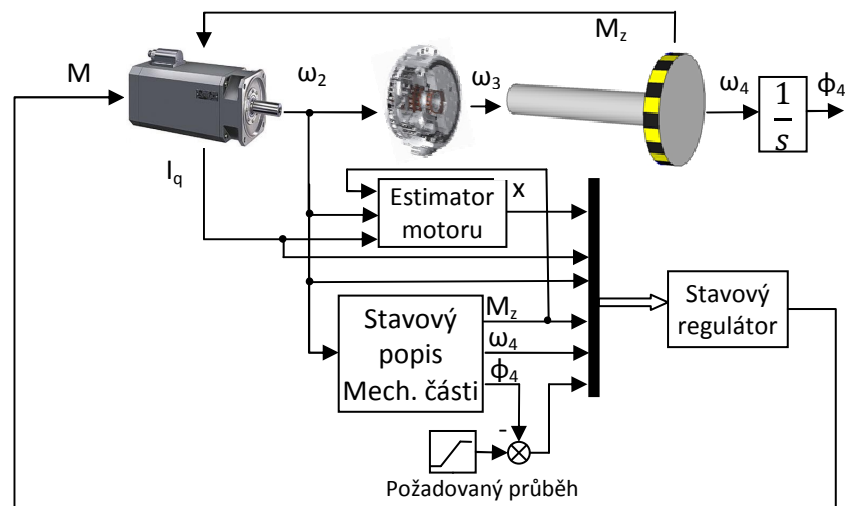
Parametrům estimátoru odpovídají rovnice (44).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_e &= \tilde{\mathbf{A}}_{m22} - \mathbf{Q}\tilde{\mathbf{A}}_{m12} = -1000 \\ \mathbf{B}_e &= \tilde{\mathbf{B}}_{m2} - \mathbf{Q}\tilde{\mathbf{B}}_{m1} = [-214.6 \quad 208.3] \\ \mathbf{L} &= \tilde{\mathbf{A}}_{m21} + \tilde{\mathbf{A}}_{m22}\mathbf{Q} - \mathbf{Q}\tilde{\mathbf{A}}_{m12}\mathbf{Q} - \mathbf{Q}\tilde{\mathbf{A}}_{m21} = [-829.3 \quad -972.4] \end{aligned} \quad (44)$$

Funkčnost estimátoru byla ověřena simulací.

Pomocí estimátoru a měření jsou získány všechny stavové proměnné popisující chování motoru. Pro získání stavových veličin popisujících spojku je nutné využít jiný nástroj než estimátor. Je využit stavový popis mechanické části, upravený tak, aby všechny stavové proměnné vystupovaly z popisu. Ze stavového modelu tedy vystupuje rychlost otáčení konce hřídele, poloha konce hřídele a zátěžný moment.

Tím jsou získány všechny stavové proměnné popisující soustavu.



Obrázek 46. Principiální schéma stavové regulace

Aby bylo celé regulační schéma použitelné, je nutné doplnit samotný regulátor a rozvážení do místa polohy konce hřídele, tedy rozvážení poslední stavové proměnné mechanické části. Rozvážení nebude mít tvar jednotkového skoku, ale rampy, nebo případně jiného požadovaného průběhu polohy. Ještě je nutné upozornit na nutnost propojení stavového modelu mechanické části a estimátoru motoru signálem zátěžného momentu. Zátěžný moment je jeden ze vstupů popisu motoru. Celé schéma včetně regulátoru je zobrazeno na obrázku 46.

Jedná se jen o modelování chování mechanické části. Informace o skutečném stavu a poloze mechanické části nebude známa. Tedy nebudou moci být nikterak korigované stavové proměnné popisující mechanickou část. V případě, že model nebude přesný, nebo se změní parametry, může dojít k zhoršení regulace a v krajním případě i k nestabilitě.

### 4.3.3 Návrh stavového regulátoru

Existuje několik možných metod návrhů stavového regulátoru. Jako první metoda a úspěšná metoda návrhu byl vyzkoušen návrh pomocí funkce *acker* v MATLABU. Funkce *acker* řeší tzv. Acrmanovu formuli, která hledá vektor **k**, jenž je definován ve vztahu (45) [6].

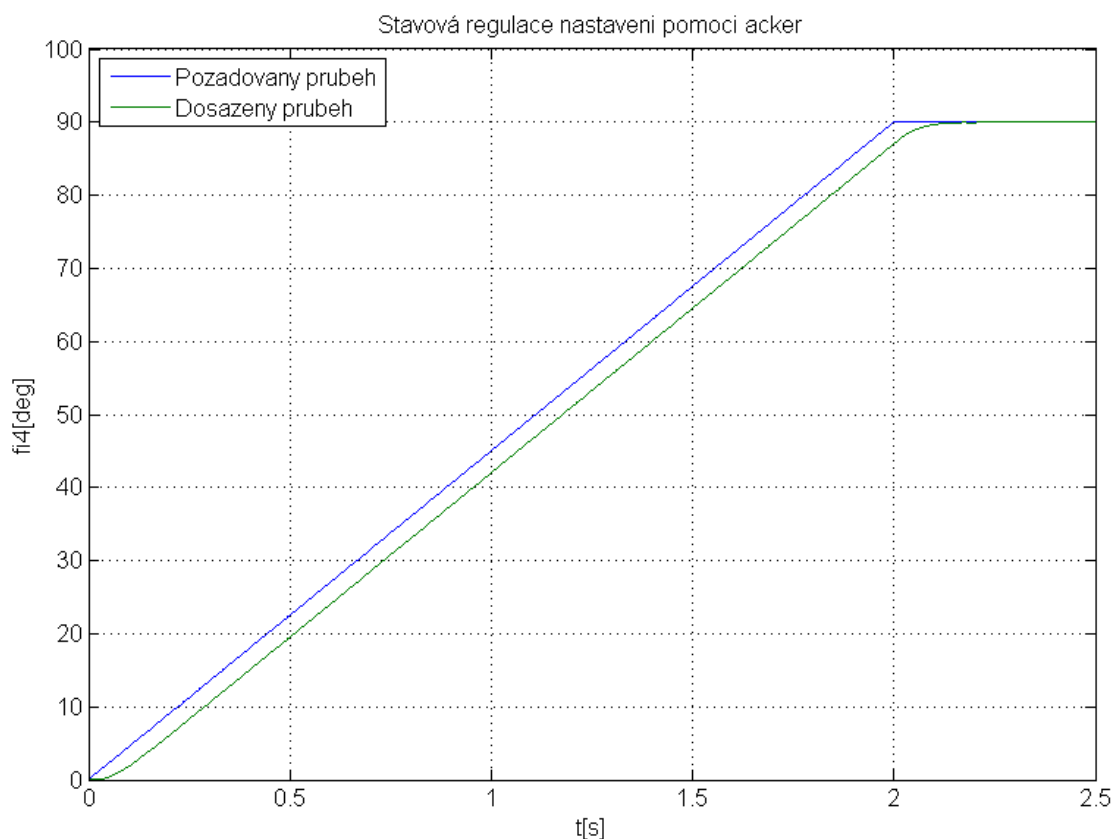
$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \text{ kde } \mathbf{u} = -\mathbf{k}\mathbf{x} \quad (45)$$

Vstupní parametry funkce jsou právě matice **A**, **B** a vektor **p**. Acrmanova formule hledá takové **k**, aby vlastní čísla uzavřeného regulačního obvodu (45) byly rovny právě vektoru **p**.

Jako vstupní parametr **p** byly do funkce dosazeny vlastní čísla matice **A**. Protože dvě vlastní čísla jsou nulová, a to je pro výpočet nepřijatelné. Byly místo nuly zvoleny hodnoty vlastních čísel -30 a -30. Hodnoty regulátoru tedy vektoru **k** jsou:

- 0,3911      0,0986      - 0,1313      - 69,3688      - 0,8837      - 71,6917

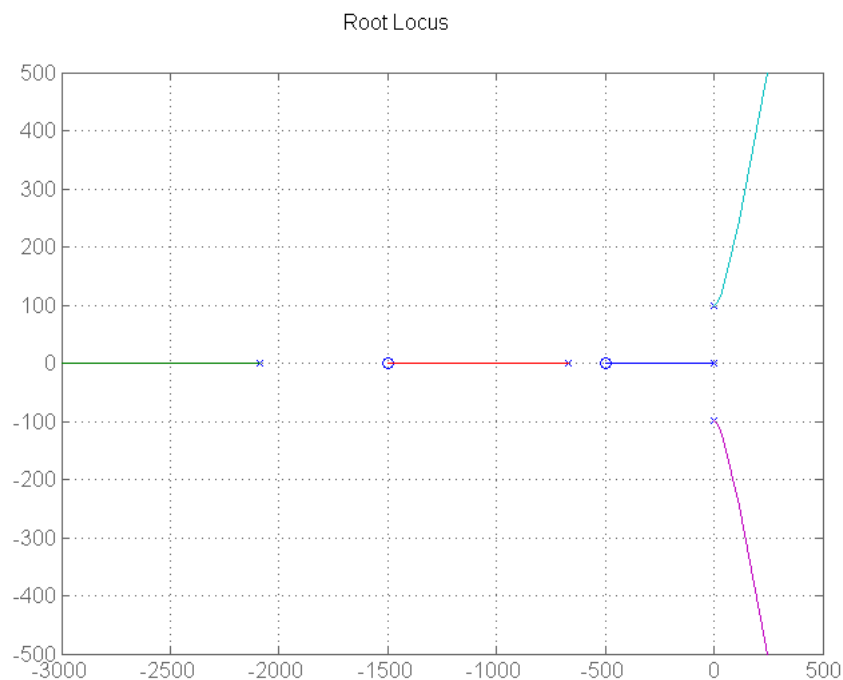
Tímto nastavením regulátoru byl získán průběh na obrázku 47.



Obrázek 47. Průběh dosažený za pomoci stavové regulace

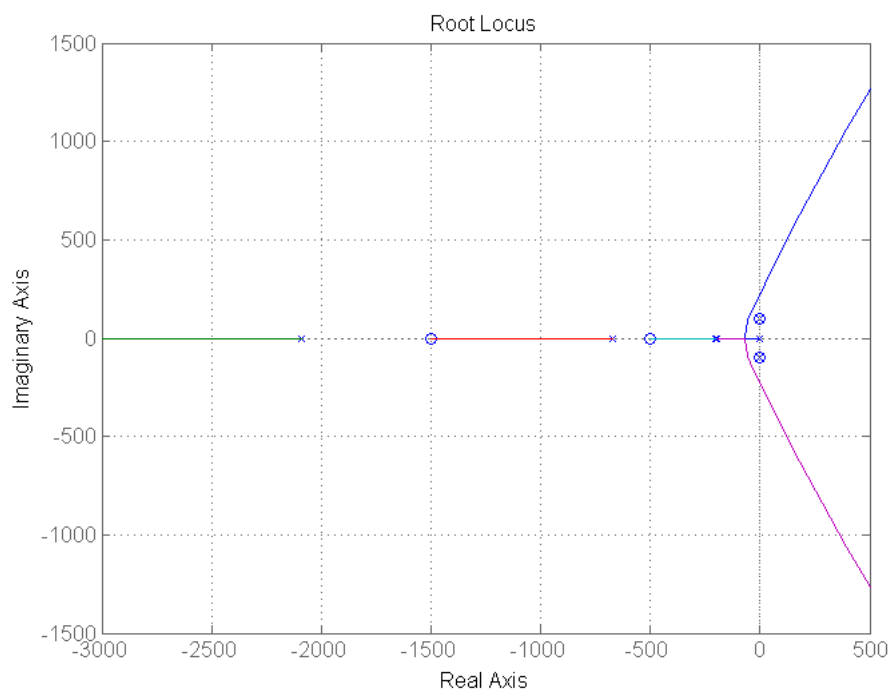
Průběh je aperiodický a dosáhne ustálení za 2,2s. Jedná se o optimální regulační průběh, který splňuje všechny požadavky na kvalitu regulace. Další metody nastavování stavového regulátoru nejsou zapotřebí. Z důvodu obecné složitosti implementování stavové regulace do řídicích systémů a nepravděpodobnému využití stavové regulace i tomto případě.





**Obrázek 49. Geometrické místo kořenů samotné soustavy**

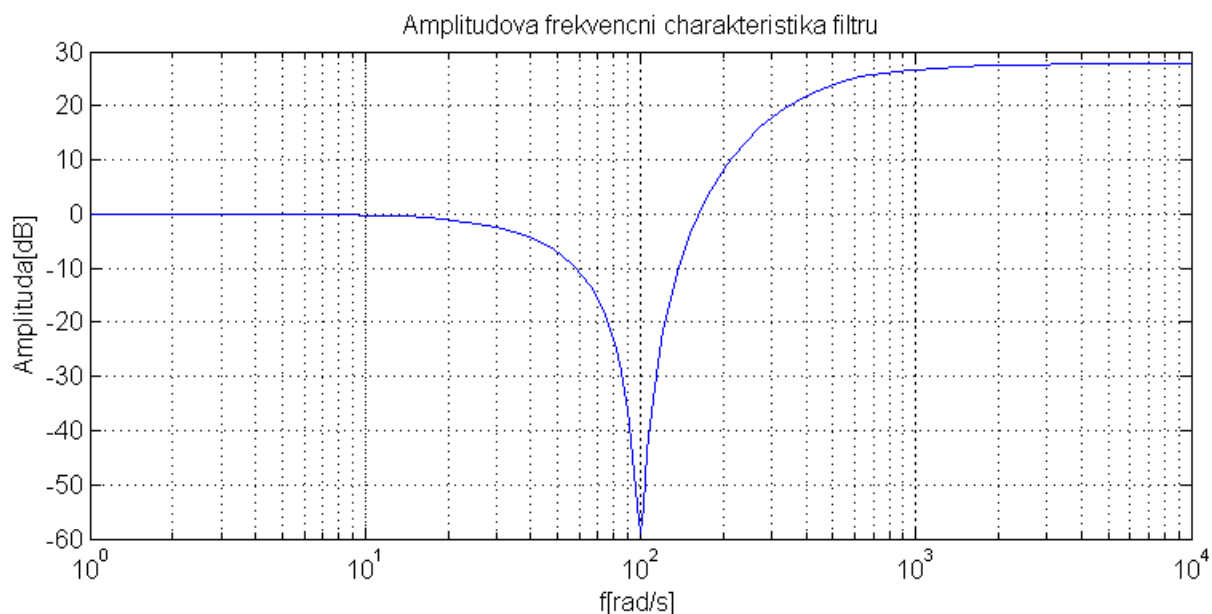
Je vidět, že komplexně sdružené póly  $3.226 + 98.161i$  a  $-3.226 - 98.161i$  jsou v blízkosti imaginární osy. Jen při malém zvýšení zesílení se soustava stane nestabilní. Právě k těmto komplexně sdruženým pólům přidáme komplexně sdružené nuly a tím způsobíme, že se geometrické místo kořenů uzavře do smyčky a již i při velmi vysokém zesílení nedojde k nestabilitě soustavy. V případě, že jsou do systému přidány pouze nuly, dojde k tomu, že systém, vlastně regulátor, má derivační charakter a je tedy fyzikálně nerealizovatelný. Je proto nutné ještě přidat stejný počet pólů filtru, abychom zaručili fyzikální realizovatelnost. Póly musí být zadány tak, aby co nejméně zasahovaly do dynamiky regulace, co nejdéle udržely kořeny uzavřené smyčky na reálné ose, a tím zamezily kmitáním systému. Byl přidán dvojnásobný reálný pól  $(\lambda \cdot s + 1)$ , kde  $\lambda = 0,005$ . Geometrické místo kořenů je po přidání pólů a nul na obrázku 50. Obrazový přenos filtru má tedy tvar (46).



Obrázek 50. Geometrické místo kořenů doplněné o filtr

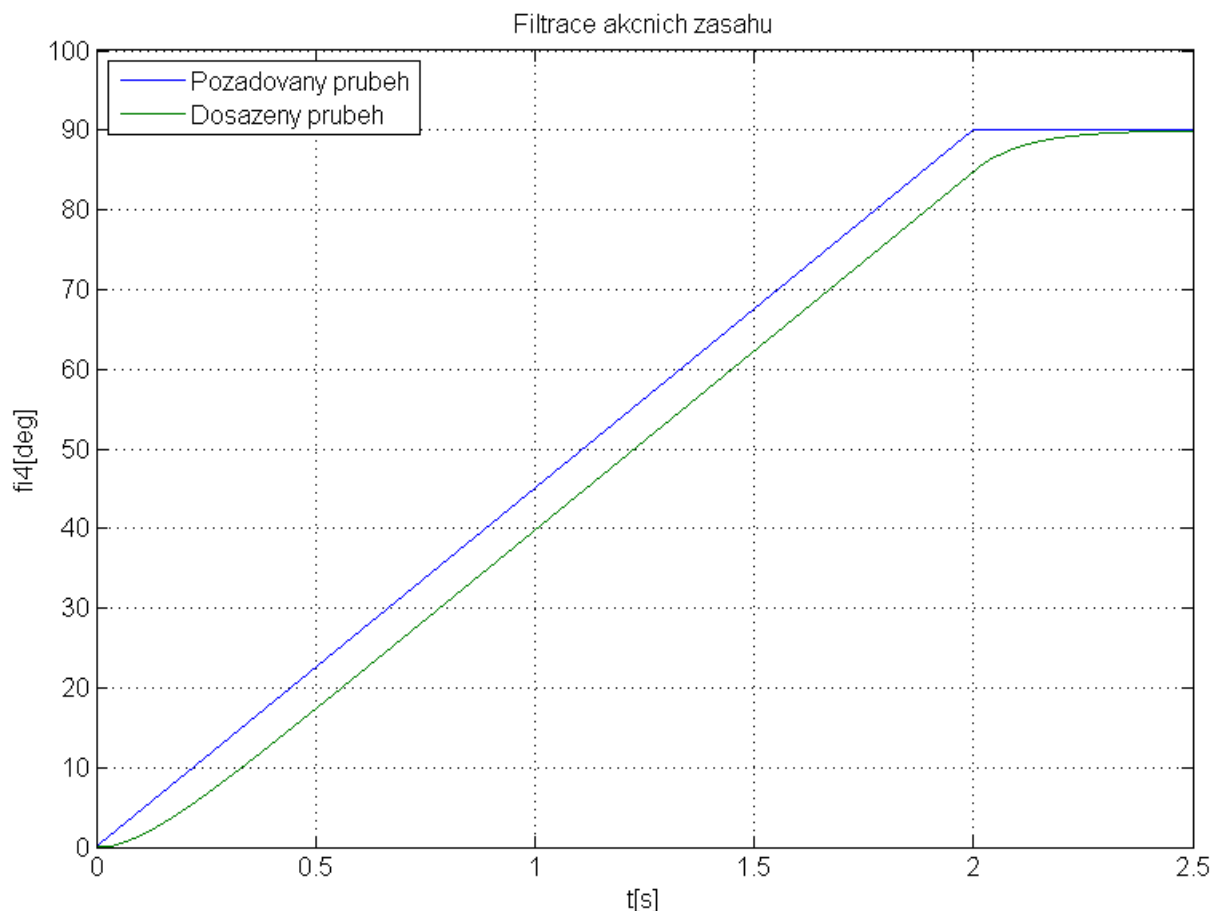
$$F_{\text{filtru}} = \frac{0,0001037s^2 + 0,000669s + 1}{(0,005s + 1)(0,005s + 1)} = \frac{0,0001037s^2 + 0,000669s + 1}{0,0025s^2 + 0,1s + 1} \quad (46)$$

Ověření návrhu lze provést pomocí frekvenční charakteristiky. Amplitudová frekvenční charakteristika filtru je na obrázku 19. Je zde pozorovatelná antirezonance na frekvenci 98,2 rad.s<sup>-1</sup>. Srovnáme-li to s frekvenční charakteristikou soustavy, která je na obrázku 51, zjistíme, že frekvence antirezonance a rezonance si odpovídají. Filtr tedy správně potlačuje rezonanční frekvenci soustavy, a tím zabraňuje vzniku reziduálních kmitů.



Obrázek 51. Frekvenční amplitudová charakteristika filtru

Z geometrického místa kořenů lze také vypočítat i velikost zesílení, při kterém již dojde ke kmitání soustavy, je to právě takové zesílení, při kterém póly uzavřené smyčky opustí reálnou osu. Při volbě  $\lambda=0,005$  je to zesílení 2,59. Regulátor rychlosti nebude nastaven na hranici, ale zesílení se nastaví menší a regulátor polohy bude seřízen ručně. Dosažený průběh je na obrázku 52.



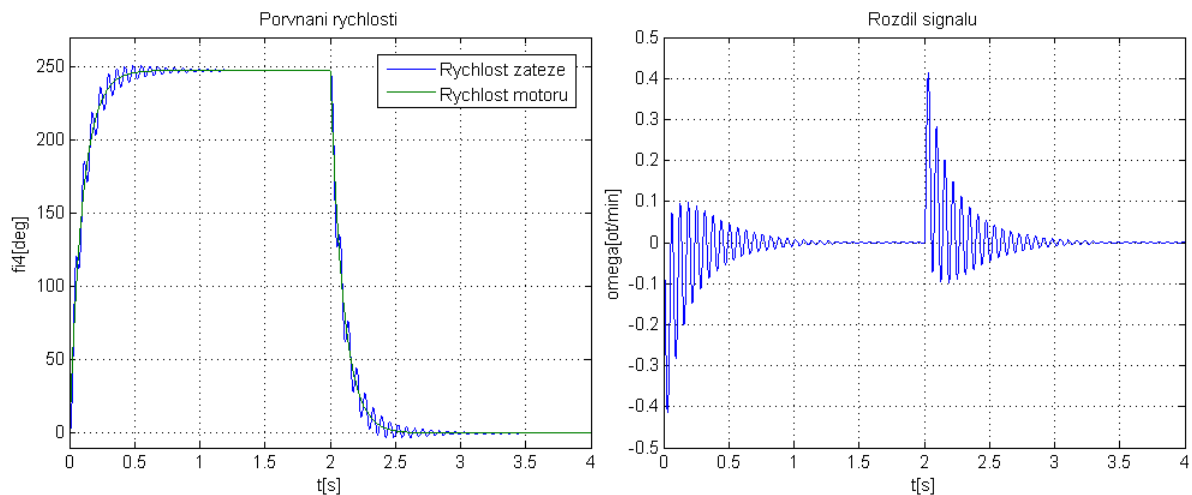
Obrázek 52. Průběh dosažený zařazením filtru do struktury

Regulátor rychlosti má nastavenou proporciální složku na 1 a regulátor polohy na 8,5.

Průběh odpovídá požadavkům, je dostatečně rychlý. K ustálení dojde zhruba za 2,25s a je zcela aperiodický. Ovšem stejně jako u předešlých metod je tato metoda závislá na přesnosti modelu. Zvláště pak na frekvenci vlastních kmitů.

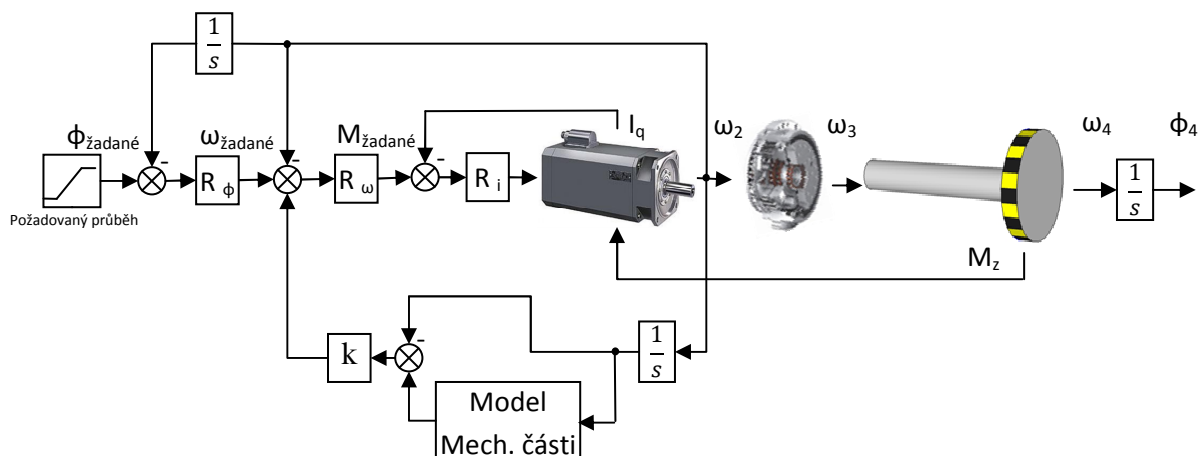
#### 4.4.2 Využití dopředné vazby (feedforwardu)

Druhá modifikace využívá rychlostní feedforward. Jako signál, který je přičten k žádané hodnotě rychlosti, je využíván rozdíl polohy hřídele motoru a polohy zátěže. Průběhy rychlostí v popisovaných místech a rozdíl těchto dvou signálů je na obrázku 53. Právě tento rozdílový signál po přičtení modifikuje průběh žádané rychlosti. Modifikace způsobí, že hřídel motoru působí proti kmitům zátěže a výsledkem je nekmitavý průběh.



Obrázek 53. Ukázka funkce feedforwardu

Principiální schéma struktury je na obrázku 54. Protože není možné polohu zátěže měřit, je poloha zátěže získána pomocí modelu. Dále je do struktury z důvodu možnosti seřízení přidán vážení signálu pro feedforward.



Obrázek 54. Modifikace kaskádní regulace využívající feedforward

Seřízení regulátoru bylo prováděno experimentálně a z velké části vycházelo z hodnot seřízení klasické kaskádní regulace.

Seřízení regulátoru rychlosti pro daný průběh:

$$P = 4,7$$

$$I = 0,01$$

$$D = 0$$

Seřízení regulátoru rychlosti pro daný průběh:

$$P = 10$$

$$I = 0$$

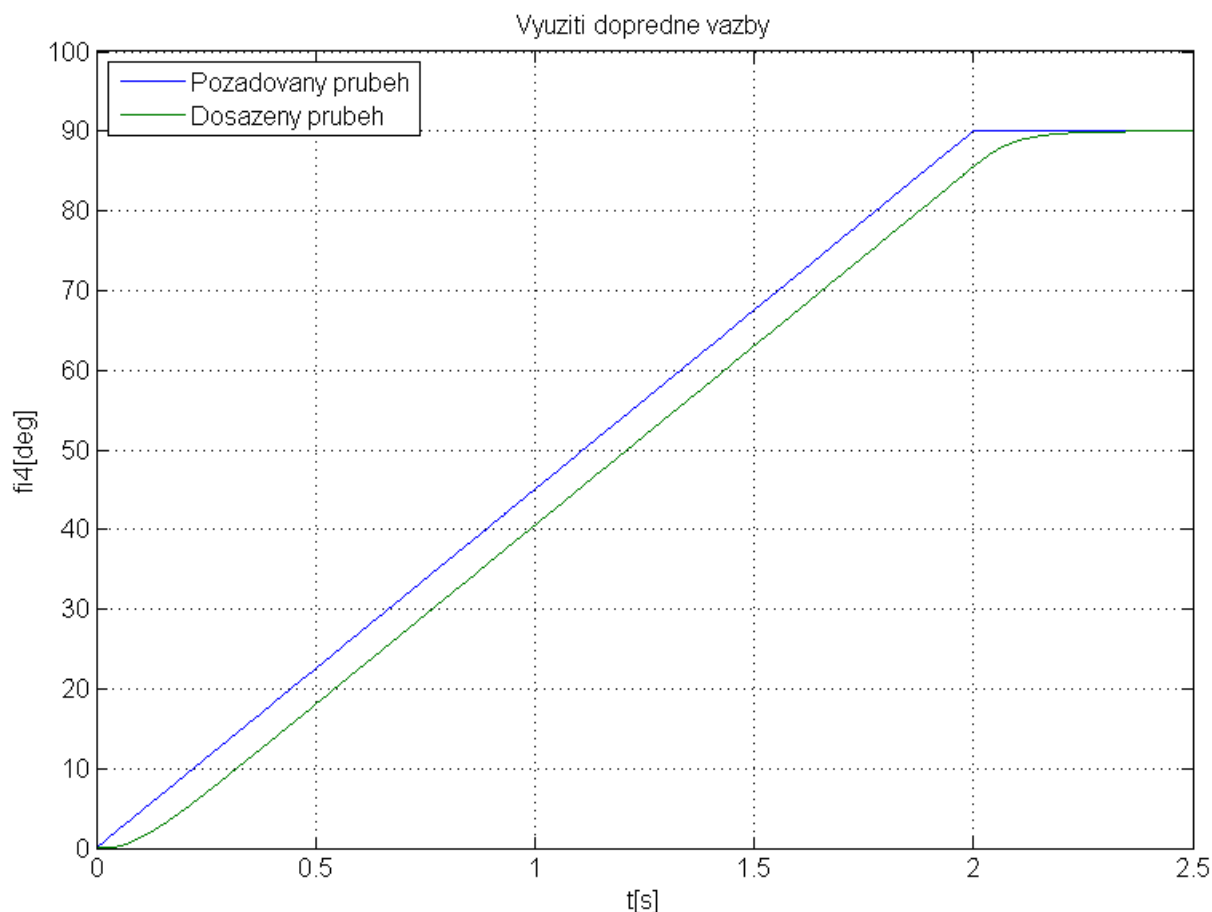
$$D = 0$$

Vážení přičítaného signálu:

$$k = 200$$

Tímto seřízením byl získán průběh, zobrazený na obrázku 55.



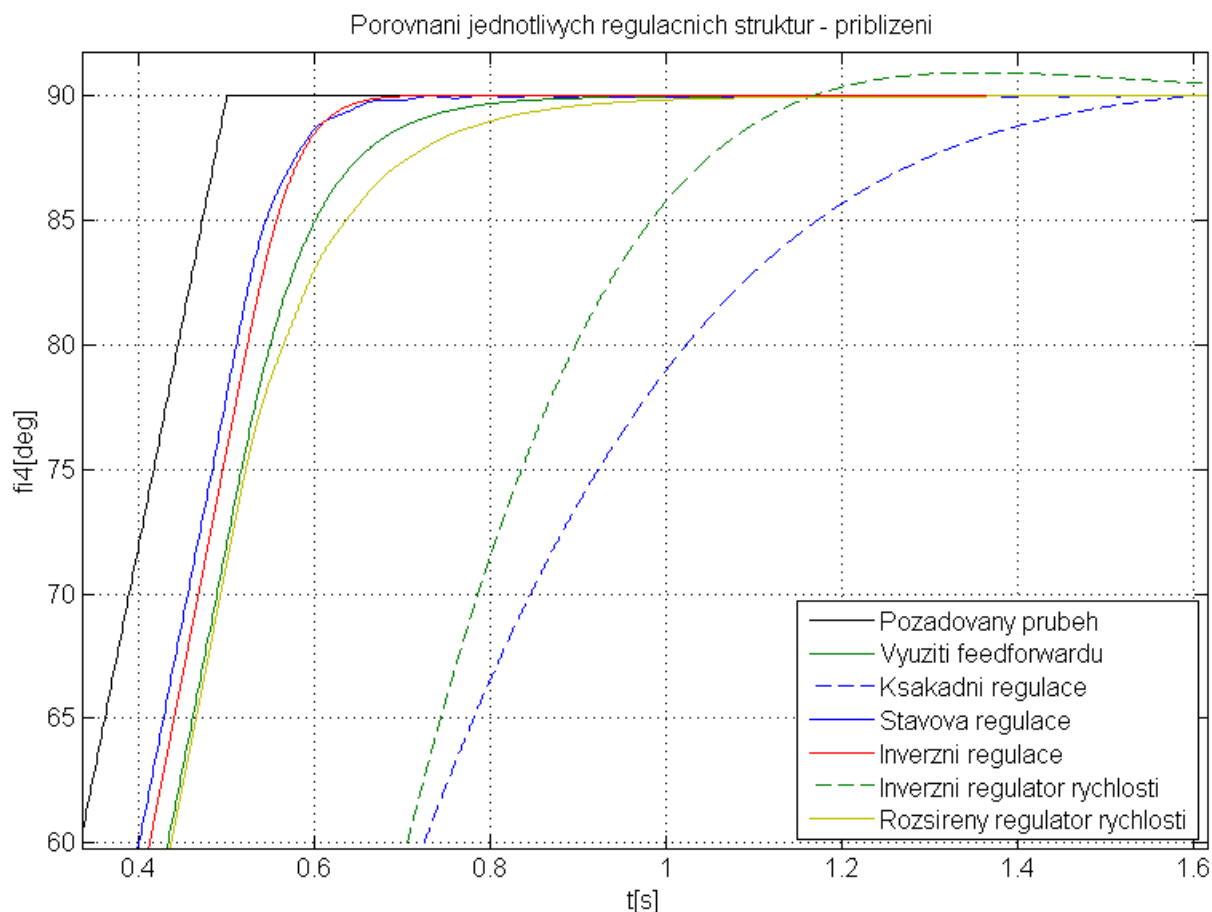


Obrázek 55. Dosažený průběh modifikací kaskádní regulace využívající feedforward

Získaný průběh je dostatečně rychlý a zcela bez překmitů. Díky minimální modifikaci kaskádní regulace a dobrým výsledkům bude zajisté patřit tato struktura mezi uvažované pro nasazení. Ovšem před nasazením by jistě byla nutná hlubší analýza struktury.

#### 4.5 Porovnání regulačních struktur

Srovnání je provedeno pouze pro průběh polohy zátěže. Všechny struktury byly buzeny rampovým průběhem čili obdélníkovým průběhem rychlosti. Byla zvolena rychlost  $90^\circ$  za 0.5s. I při zvýšení rychlosti regulace nedochází k limitaci na žádné saturaci. Akční zásahy jsou tedy realizovatelné. Dosažené průběhy jsou pro větší podrobnost na obrázku v příloze D. V samotné práci je pouze výřez grafu, který je zaměřen právě na ustálení.



Obrázek 56. Porovnání jednotlivých regulačních struktur - přiblížení

Téměř všechny nastavení jsou bez překmitu, pouze průběh s inverzním regulátorem rychlosti vykazuje překmit. Tento průběh je i výrazně pomalejší než ostatní. K jeho ustálení dojde zhruba za 1,6 sekundy. Nejpomalejší je průběh získaný pomocí kaskádní regulace. Kaskádní uspořádání regulátoru se ustálí za 2 sekundy. Ostatní průběhy už mají téměř shodnou rychlost regulace. Rozdíly jsou patrné právě až při zvětšení. Nejkratší dobu regulace má stavový regulátor a čistě inverzní regulátor. Tyto dva regulátory nej přesněji kopírují požadovaný průběh a ustálí se za 0,8 s. Stavová regulace při zvětšení nároků na dynamiku vykazuje drobné kmity. Zbylé dva průběhy již tak přesně nekopírují požadovanou trajektorii, k jejich ustálení dojde přibližně za 1s. Průběh využívající feedforward je nepatrně rychlejší, ovšem vykazuje drobné kmity, které jsou pozorovatelné spíše na průběhu rychlosti.

Lze konstatovat, že na simulaci všechny uvažované struktury úspěšně potlačují reziduální kmity, ale mají rozdílnou dobu regulace. Nejrychlejší průběhy a nej přesnější jsou průběhy dosažené pomocí pokročilých regulačních struktur, jako stavové regulace a řízení pomocí inverzního modelu. Nicméně průběhy dosažené pomocí modifikací kaskádní regulace jsou také dostatečně rychlé a stejně úspěšně dosahují požadovaného průběhu. Tedy průběhu bez překmitů a bez pozorovatelných reziduálních kmitů. Výběr implementované struktury bude záviset spíše na možnostech řídicího systému

## 5 Robustnost

---

### 5.1 Robustnost jednotlivých parametrů

---

Nemožnost měřit polohu zátěže značně komplikuje možnosti regulace, protože bez údaje o dějích na konci hřídele je téměř nemožné eliminovat reziduální kmity. Asi jediná cesta, jak získat informaci o poloze zátěže, je využití modelu mechanické části soustavy.

Téměř všechny uvažované struktury nějakým způsobem využívají model získaný z matematicko-fyzikální analýzy. Tento model byl získán na základě znalosti parametrů jednotlivých prvků. Verifikace modelu je součástí kapitoly 2.3. Tato verifikace ukázala drobné nepřesnosti modelu. Právě i tyto drobné nepřesnosti modelu a skutečnost, že je model využíván téměř ve všech strukturách, vede k otázce. Jak moc je kvalita regulace závislá na přesnosti modelu? Tato kapitola bude zkoumat právě robustnost vůči změnám jednotlivých parametrů a také robustnost jednotlivých regulačních struktur. Posuzování robustnosti struktur bylo prováděno u stavové regulace, klasické kaskádní regulace, obou modifikací kaskádní regulace a ještě u regulace inverzním modelem i s polohovým regulátorem.

Robustnost bude zkoumána pouze pro změny na mechanické části. To má logické opodstatnění ve faktu, že změny parametrů a případné poruchy motoru nejsou pravděpodobné. Jediná myslitelná porucha připadající v úvahu u motoru je ohřev vinutí. Bude tedy posuzovaná robustnost všech parametrů mechanické části. U všech struktur se ponechalo nastavení regulátoru a nebyly měněny ani přenosy, které jsou součástí regulačních struktur. Byla měněna pouze ta část simulačního schématu, která představovala modelování mechanické části. Byla tedy měněna velikost setrvačnosti zátěže  $J_4$ , torzní tuhost  $k_t$  a tlumení hřídele  $c_s$ . Změny byly prováděny o  $\pm 20\%$ ,  $\pm 50\%$ , dvakrát a pětkrát vždy pro každou strukturu a pro každý parametr. Všechny tyto změny byly vykresleny do jednoho grafu i s nominálním průběhem. Tento postup generuje na 15 různých grafu s 10 průběhy. Bylo by tedy nevhodné umisťovat tyto grafy do práce. Všechny grafy jsou umístěny na příloženém CD.

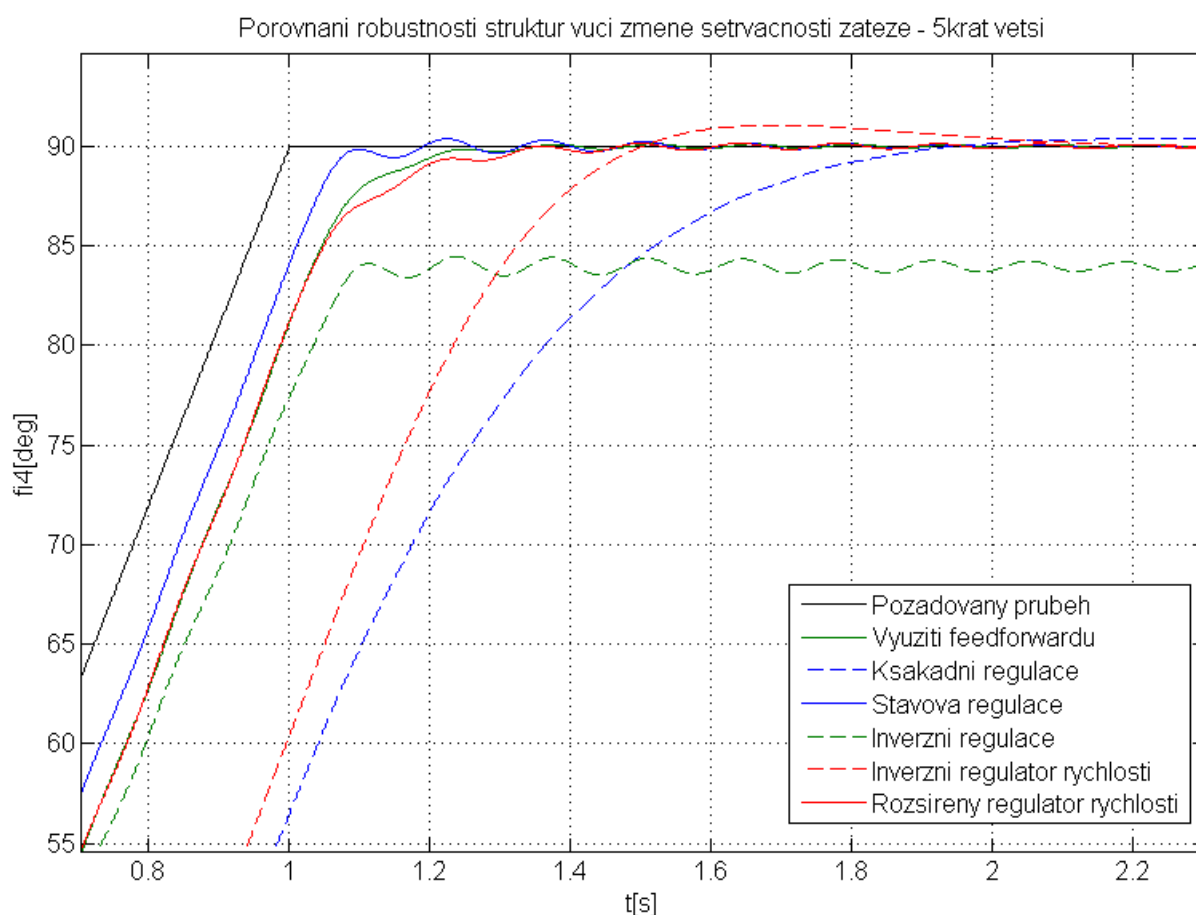
Shrneme-li výsledky ze simulací, zjistíme několik skutečností. První a asi nejzřetelnější je invariantnost vůči změnám tlumení. U většiny struktur byly průběhy i po změně tlumení 5krát téměř shodné s nominálním průběhem. Příčinou tohoto jevu je asi malá velikost konstanty  $c_s$ .

Nejmenší odchylku od nominálního průběhu vykazovala klasická kaskádní regulace s modelem soustavy ve zpětné vazbě, kde se jen drobně zvyšoval překmit. Téměř žádná změna nebyla pozorována ani u struktury s inverzním regulátorem proudu. Ovšem tato již vykazuje drobný překmit i pro nominální průběh. Ostatní struktury již vykazují při změně torzní tuhosti a především setrvačnosti zátěže větší odchylky od nominálního průběhu. Všechny tyto změny jsou pozorovatelné až při pětinasobném zmenšení a zvětšení parametrů.

V praxi bude asi nejpravděpodobnější změna setrvačnosti zátěže. Změnu zátěže může představovat třeba výměna nástroje nebo změna opracovávaného materiálu. Naproti tomu změna torzní tuhosti hřídele během provozu není příliš pravděpodobná. Nebudeme-li uvažovat poruchové stavy jako například částečné naprasknutí hřídele. Posuzování robustnosti vůči změnám torzní tuhosti je spíš potřebné vzhledem k přesnosti modelu.

## 5.2 Robustnost jednotlivých struktur

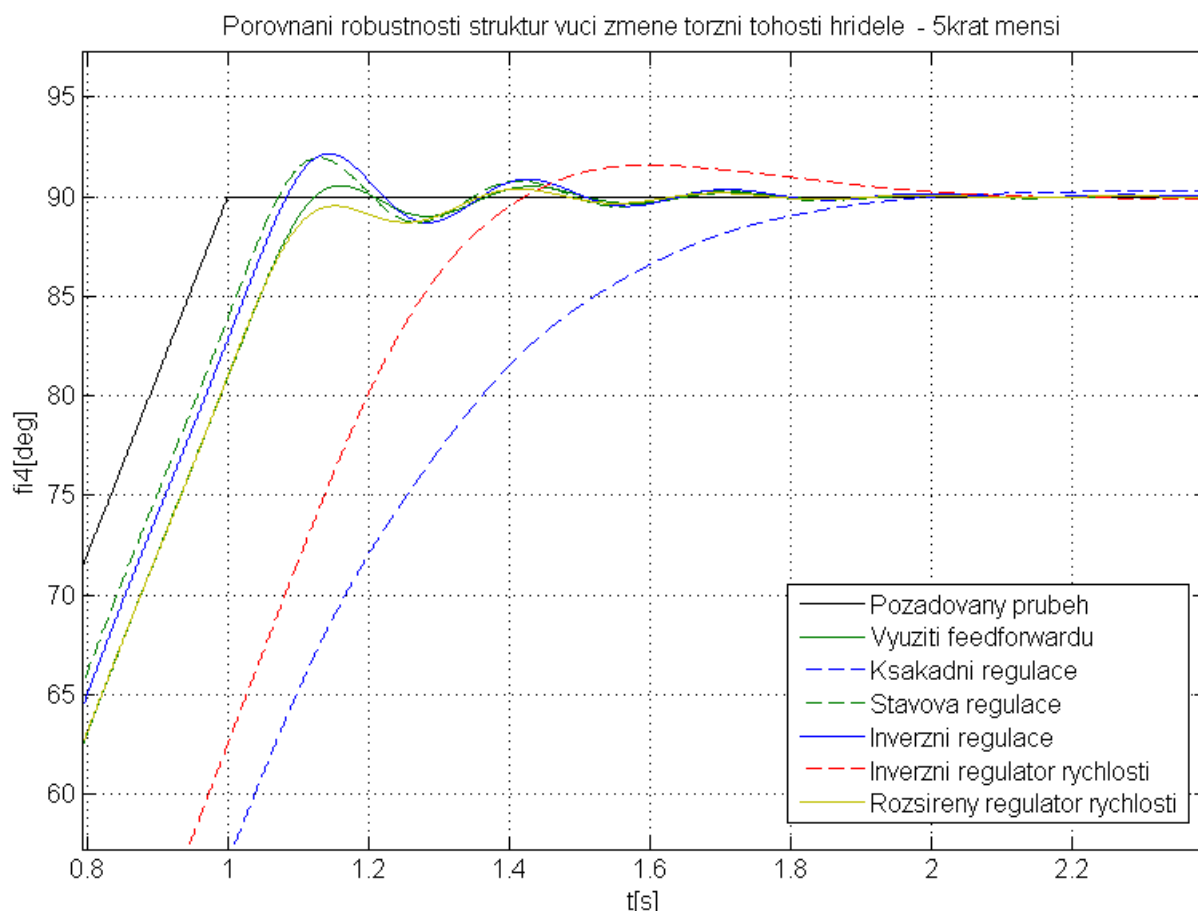
Srovnání jednotlivých struktur je na obrázcích 57 až 60. Jsou zde provedeny dvě simulace jedna pro 5krát větší setrvačnost zátěže a 5krát menší změna torzní tuhosti pro všechny uvažované struktury. Právě tyto dvě změny vykazovaly největší odchylku od nominálního průběhu. Při druhé simulaci je provedena stejná změna, ale jen o 50 %.



Obrázek 57. Graf posouzení robustnosti vůči změně setrvačnosti (5x větší)

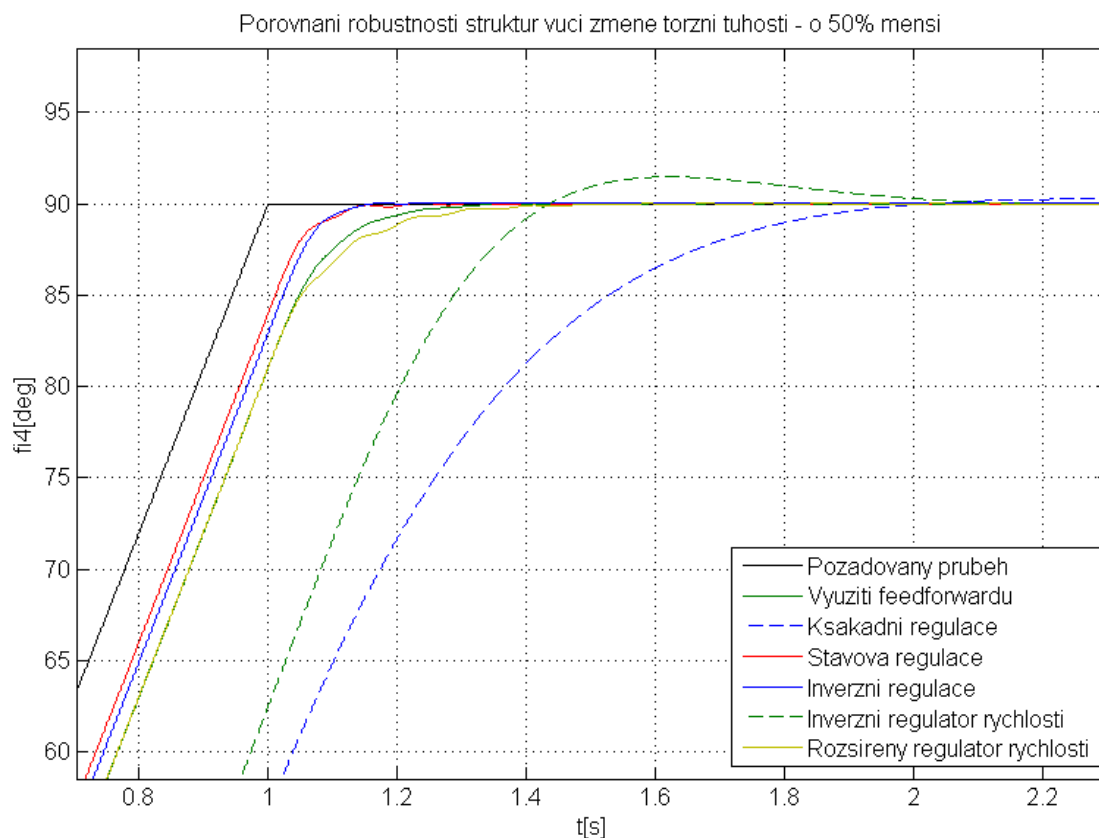
Z grafu je jasně zřejmé, že i při takto velké změně setrvačnosti kaskádní regulace s modelem ve zpětné vazbě má optimální průběh. To samé leze říci i o struktuře s inverzním regulátorem rychlosti. Zapojení regulátoru s feedforwardem je rovněž schopné dostatečně omezit vzniklé reziduální kmity. Vykazuje pouze drobnou modifikaci žádaného průběhu v podobě „zavlnění“. Podobný průběh má i s rozšířeným regulátorem rychlosti.

Ostatní struktury při takové změně setrvačnosti zátěže nevykazují dostatečnou robustnost. Stavová regulace nezcela potlačuje reziduální kmity. Zbývající struktura vykazuje již velkou změnu dosaženého průběhu oproti nominálnímu. Inverzní regulátor způsobuje velkou regulační odchylku ustálené hodnoty.

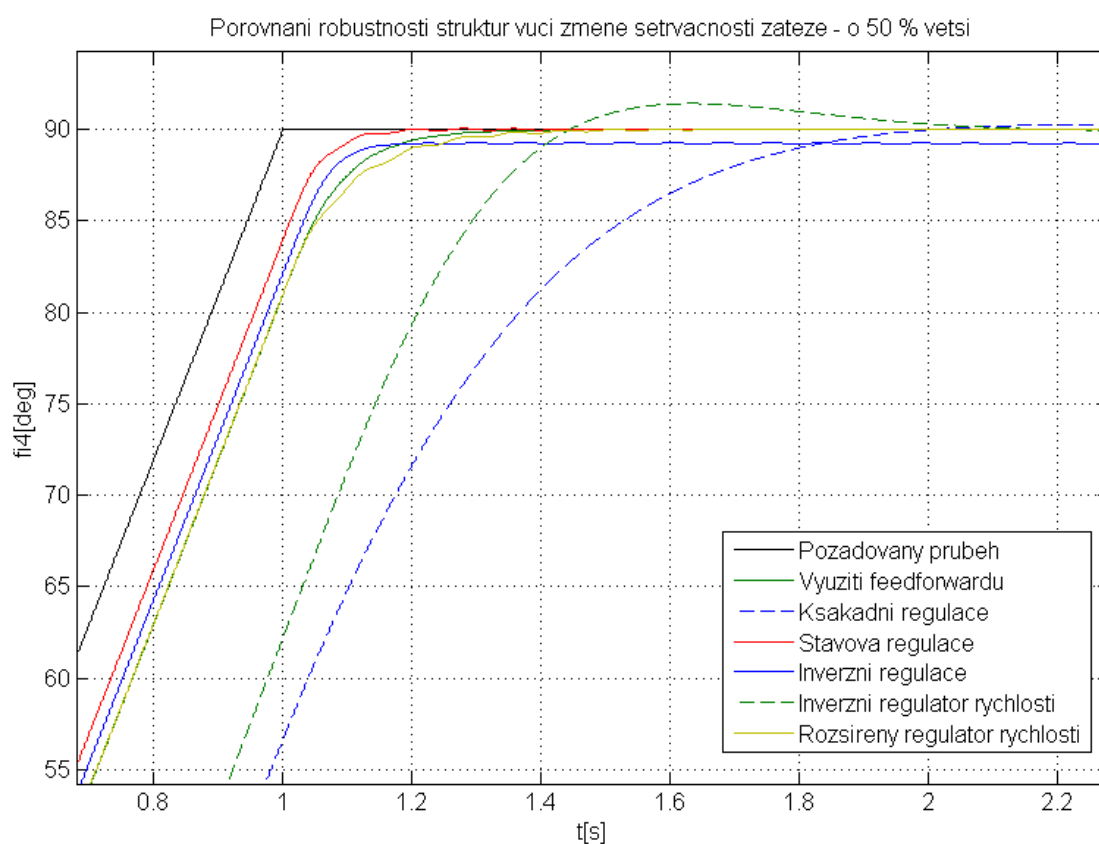


**Obrázek 58. Graf posouzení robustnosti vůči změně torzní tuhosti hřídele (5x menší)**

Pětikrát menší změna torzní tuhosti hřídele rovněž změny průběhu jako u změny setrvačnosti zátěže. Tito změny jsou jiného charakteru. Změna torzní tuhosti způsobuje spíše jen zvětšení reziduálních kmitů. Opět je klasická kaskádní regulace nejrobustnější vůči této změně. Robustněji působí spíše modifikace kaskádní regulace než pokročilejší struktury. Modifikace nezpůsobují překmit žádaného průběhu, ale spíš „dokmitání“ do žádané polohy a následné ustálení, což také není žádoucí. Stavová regulace a řízení inverzním modelem vykazují velké reziduální kmity až 1 % žádané hodnoty. Žádný průběh ovšem není nestabilní.



Obrázek 59. Graf posouzení robustnosti vůči změně torzní tuhosti hřídele (o 50 % menší)



Obrázek 60. Graf posouzení robustnosti vůči změně setrvačnosti (o 50 % větší)

Popisované průběhy jsou důsledkem pětinasobné změny parametrů. V praxi by asi taková změna nebyla pravděpodobná. Takto velká změna spíše prokazuje skutečnou robustnost struktur a seřízení. Při pohledu na obrázky 59 a 60 je patrné, že při změně o 50 % nedochází již k takovým změnám a průběhy jsou pro většinu struktur téměř shodné s nominálními průběhy. Pro skutečné určení robustnosti by bylo vhodnější provést měření. Toto měření ovšem není jednoduché, protože je nutné složitě rozmontovat laboratorní model a vyměnit hřídel nebo zátěž.

Největší robustnost vykazovala klasická kaskádní regulace s modelem mechanické části ve zpětné vazbě, ale tato struktura má nejpomalejší průběh.

## 6 Realizace

---

### 6.1 Popis regulační struktury řídicího systému

---

Před výběrem aplikované regulované struktury je nutné podrobně znát možnosti, které nám řídicí systém umožňuje. Následující kapitoly budou věnovány základnímu popisu regulační struktury implementované uvnitř řídicího systému. Řídicí systém je nutné rozdělit na dvě části a to část věnující se regulaci otáček a regulaci polohy. K regulaci polohy je využíván jiný blok řídicího systému než, který je určený k rychlosti otáčení. Regulace rychlosti je obsažená ve frekvenčním měniči SIMATIC S120. Další oddělenou část regulační struktury představuje regulátor polohy. K regulaci řízení polohy je využíván blok SIMOUTION. Tento blok obsahuje řadu funkcí přímo určených k regulaci polohy. Především pro synchronizace pohybů a pro pohyb vačky. Zvláštní část řídicího systému je DCC chart. Dá se říct, že se jedná o nadstavbu, umožňující do značné míry měnit strukturu regulace. Pro ovládání a nastavování těchto tří částí slouží vývojové prostředí SIMOTION SCOUT. Celý popis ovládání toho prostředí a systému je zaměřen jen na vlastnosti regulační smyčky. Celá problematika ovládání a nastavování parametrů SIMOUTONU a SINAMIC je dosti složitá a možná by vydala na samostatnou diplomovou práci.

#### 6.1.1 Rychlostní zpětná vazba

Nejnázornější popis regulační struktury sloužící k regulaci rychlosti otáček poskytuje přímo obrázek regulační struktury, který je zobrazený ve vývojovém prostředí. Obrázek je přímo získán z vývojového prostředí SIMOUTION SCOUT. Podrobnější popis bychom našli přímo v manuálu [1]. Ovšem obrázek je tak rozsáhlý, že nemůže být přímo zobrazen v práci, proto je možné ho nalézt v příloze E.

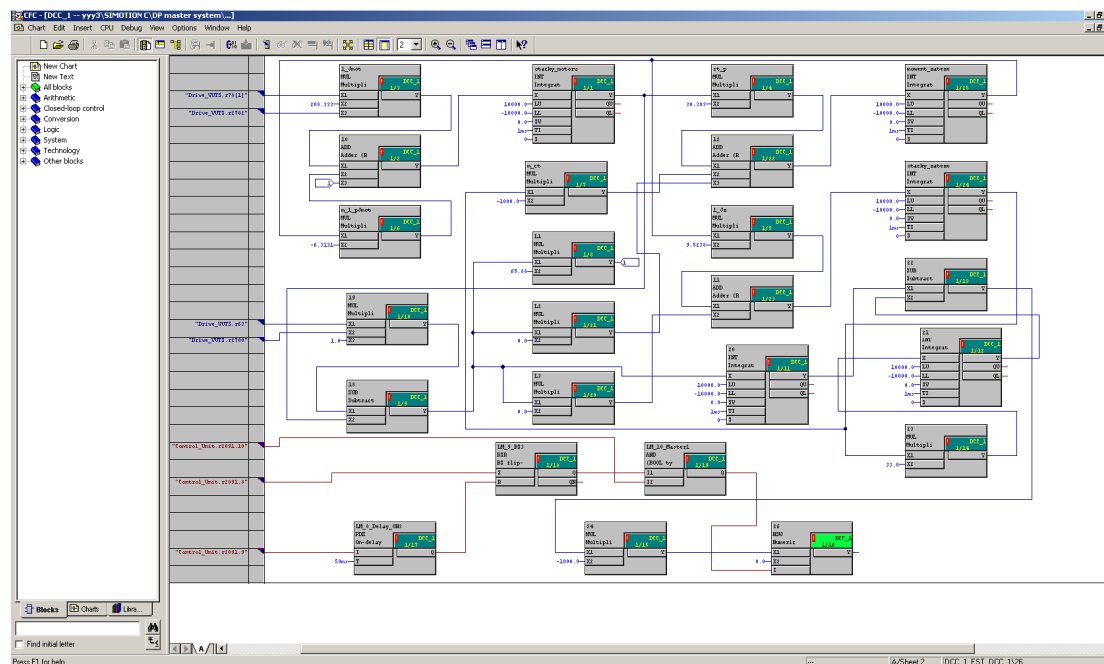
Regulace otáček má tyto části věnující se požadovanému přírůstku, filtraci žádané rychlosti a generování feedforwardu rychlosti, blok věnující se samotné regulaci rychlosti a limitaci žádané rychlosti, feedforward momentu. Dále regulační smyčka rychlosti obsahuje blok věnující se limitaci žádaného momentu, převodu momentu na proud a současně filtraci proudu. Další bloky jsou věnované regulaci proudu, nastavení PWM a následně samotnému motoru a enkodéru motoru.

#### 6.1.2 DCC chart

DCC chart je nadstavba, umožňující modifikaci regulační struktury. Do libovolné části lze přidat tento podprogram. Programování se provádí pomocí bloku představující různé matematické, logické a převodní funkce. Dokonce obsahuje bloky použitelné přímo pro regulaci jako derivace, integrace, limitace a PI regulátor. Jako vstupní signály je možno použít téměř jakoukoliv hodnotu, určenou pro čtení v celém regulačním schématu. Výstup lze připojit obdobně jako vstup do jakékoliv proměnné, určené pro zápis v regulační struktuře.



Tento nástroj poskytuje značnou variabilitu v návrhu vnitřního zapojení. Téměř všechny obvody realizované například v MATLAB Simulink jsou realizovatelné v DCC chart. Příklad zapojení DCC chart je na obrázku 61.



Obrázek 61. Ukázka použití DCC chart

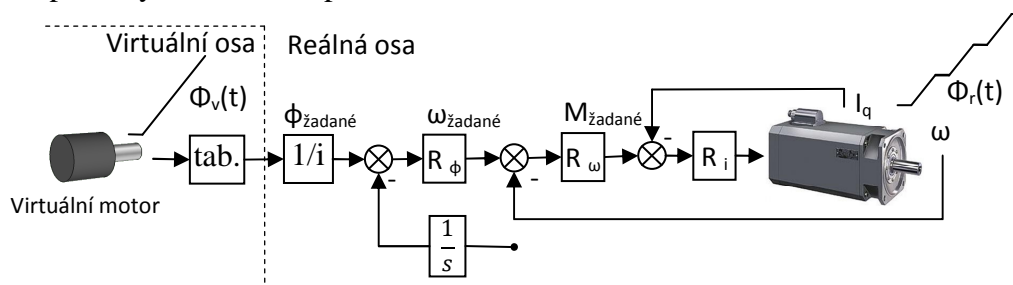
Značné omezení DCC chart je určitě rychlost vzorkování a tedy i doby výpočtu, která je 1 ms. Rychlosti celé regulační smyčky je 125  $\mu$ s. V případě použití DCC chart by bylo nutné i změnit model. Pro vzorkovací periodu 1ms by se zřejmě musel model diskretizovat. Další omezení je komplikované rozpojování přímé větve regulační struktury. Výstup z nástroje je možné bez problémů zapojit do místa představující feedforward nebo jakýkoliv jiný signál, který je do přímé větve přičítán. Samotné rozpojení přímé větve ovšem není možné. Lze tento fakt obejít, ale dochází k zpomalení přímé větve regulační smyčky.

### 6.1.3 Polohová zpětná vazba

Jak již bylo napsáno, polohová zpětná vazba je realizovaná pomocí SIMOUTION. Přímou polohovou zpětnou vazbu je uvažováno s převodem spojky a i s dynamikou vačky. Informace o poloze jsou pro polohovou zpětnou vazbu získávány z enkoderu motoru. Pro zavedení polohové zpětné vazby je nutné nadefinovat tzv. osu.

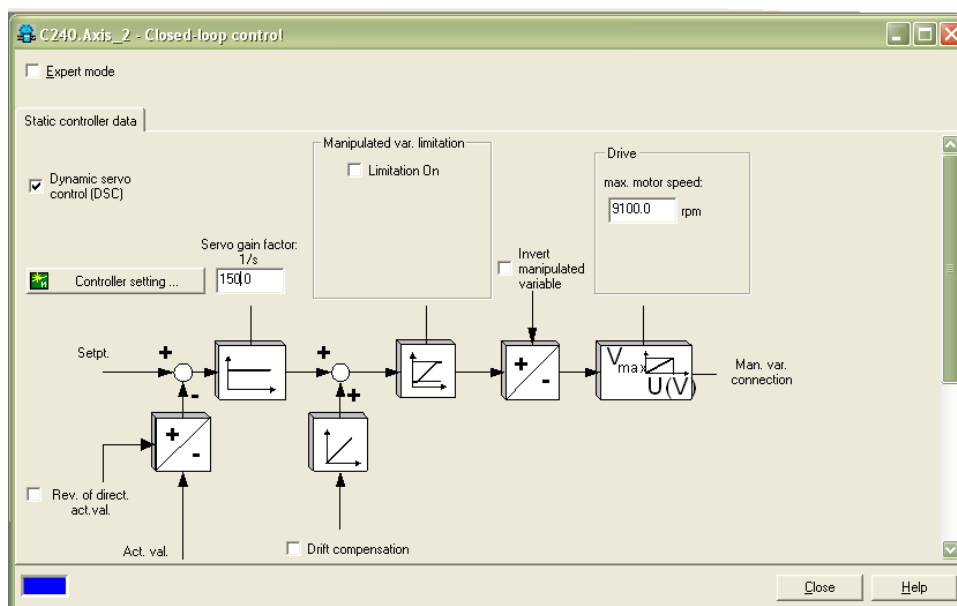
Pro realizaci pohybu vačky je nutné nadefinovat dvě osy, a to jednu skutečnou elektrickou osu a druhou virtuální. V rámci definice elektrické osy jsou definované hlavní parametry polohové zpětné vazby, jako převodový poměr převodovky, limity rychlosti, zrychlení a zarážky. Dále je také definovaná cesta pro získávání informace o poloze motoru. Komunikace mezi SINAMIC s SIMOUTION probíhá pomocí PROFIBUS. Tedy i informace o poloze hřídele motoru je přenášena pomocí PROFIBUSu. V případě, že bychom žádali změnu ve zpětné vazbě polohové smyčky, museli bychom modifikovat příslušný rámec protokolu profibusu.

Průběh vačky je definován pomocí polohové zpětné vazby, a to pomocí virtuální osy. Virtuální osa je propojená se skutečnou elektrickou. Převod je uskutečněn pomocí převodní tabulky, kde je definovaná poloha ve stupních reálné osy a k tomu odpovídající natočení virtuální osy. Tabulka je definovaná v rozsahu jedné otáčky tzn.  $360^\circ$ . Pohyb se ovšem uskutečňuje jen v prvních  $90^\circ$ , ve zbylých  $270^\circ$  je klidová fáze. V programu jsou definované všechny tři průběhy zobrazené v příloze B.



Obrázek 62. Principiální schéma polohové zpětné vazby s definovanou vačkou

Principiální schéma zapojení polohové zpětné vazby je na obrázku 62. Z pohledu nastavování regulace je asi nejdůležitější parametr polohové zpětné vazby zesílení regulátoru. Tento parametr je definován v rámci elektrické osy. Okno sloužící k nastavení polohového regulátoru je na obrázku 63.



Obrázek 63. Okno sloužící k nastavení polohové zpětné vazby

## 6.2 Výběr regulační struktury

Shrňme-li všechna omezení z předešlých kapitol, zjistíme, že neoptimálnější struktura pro nasazení je taková, která by nezasahovala do polohové zpětné vazby a nerozpojovala přímou větev. Tím pádem většina uvažovaných struktur není vhodná pro nasazení. Kaskádní regulace s přenosem ve zpětné vazbě není vhodná z důvodu zasahování do polohové zpětné vazby. Ostatní uvažované struktury jako stavová regulace a regulátor

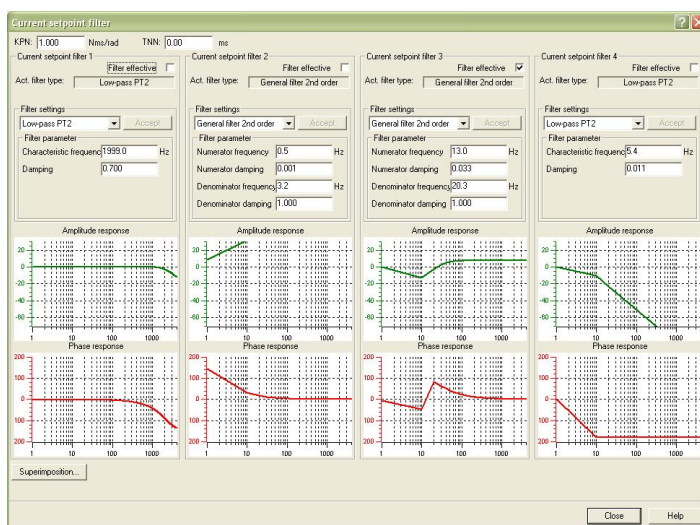
s inverzním přenosem zasahují do přímé větve a vyžadují úplné vypuštění regulátoru rychlosti a případně i regulátoru polohy. Pro reálné nasazení tedy zbývají pouze dvě varianty označované jako modifikace kaskádní regulace. První metoda využívá feedforward, do kterého vstupuje rozdíl rychlosti motoru a rychlosti zátěže. Tato regulační struktura nezasahuje do přímé regulační smyčky a rovněž nezasahuje polohové zpětné vazby. Pro nasazení by bylo nutné vytvořit vhodný DCC chart, který by zpomalil celou regulační strukturu, a také by nebylo jednoduché provést případné dolazení.

Vhodnější je druhá modifikace i přes to, že zasahuje do přímé větve regulačního obvodu. Popisovaná varianta doplňuje regulátor rychlosti o filtr, jak je patrné z obrázku 48, který popisuje regulační strukturu. Ovšem jako filtr je možné využít soustavu čtyř filtrů primárně určených pro filtrování proudu. Umístění filtru v regulační struktuře je možné vidět na obrázku celé regulační struktury v příloze E.

Ze dvou struktur, které byly popisované, je tedy možné bez větších komplikací použít obě dvě. Pro implementaci byla vybrána druhá popisovaná struktura, tedy struktura s filtrem zařazeným za regulátor rychlosti. Tato volba je zapříčiněna dvěma faktory, kterými jsou jednoduchá implementace a nepotřebnost využití DCC chartu.

### 6.3 Implementace řídicí struktury

Implementace je opravdu jednoduchá, spočívá pouze v nastavení filtru do příslušného okna zobrazeném na obrázku 64. Pomocí okna lze nastavovat všechny čtyři filtry proudu. Je možné volit ze čtyř typů filtru a různých způsobů zadávání filtrů. Zároveň lze pomocí okna nastavovat parametry rychlostního regulátoru a jednotlivé filtry vypínat a zapínat. Po zadání požadovaných parametrů se frekvenční charakteristika zobrazí v grafu pod aktuálním filtrem. Celkovou frekvenční charakteristiku je možné také zobrazit po zmáčknutí příslušného tlačítka. Implementace a získání hodnot pro nastavení filtru budou předmětem následujících kapitol.



Obrázek 64. Okno pro nastavení filtrů proudu

### 6.3.1 Návrh filtru

Návrh filtru lze provést dvěma způsoby. Jako první bude popsán možná složitější způsob. Tento způsob návrhu filtru vychází z přenosu filtru. Filtr je dán obrazovým přenosem  $F_{\text{filtru}}$ (46). Získání přenosu je věnována kapitola 4.4.1. Z přenosu je patrné, že se jedná o filtr druhého řádu a je typu IIR s nekonečnou odezvou. Filtr je druhého řádu, protože čítelel i jmenovatel jsou polynomy druhého řádu.

Aby bylo možné zadat filtr v požadované podobě, byla v návrhovém nástroji filtru zvolená možnost „General filter 2nd order“. Pro zadání filtru je nutné znát zlomovou frekvenci a tlumení čítelele a jmenovatele. Tyto hodnoty zjistíme tak, že polynomy čítelele a jmenovatele upravíme tak, aby odpovídaly vztahu (23). Výpočet parametrů čítelele je uveden v kapitole 3.2.2 ve vztahu (24).

$$\omega_{\text{cit.}} = 99,18 \text{ rad / s} = 15,78 \text{ Hz}$$

$$\xi_{\text{cit.}} = 0,0113$$

A podobně lze spočítat jmenovatele.

$$0,0025 = \left( \frac{1}{\omega_{\text{jmen.}}} \right)^2 \Rightarrow \omega_{\text{jmen.}} = \sqrt{(0,0025)^{-1}} = 20 \text{ rad / s} = 3,18 \text{ Hz}$$

$$0,1 = 2\xi_{\text{jmen.}} \frac{1}{\omega_n} \Rightarrow \xi_{\text{jmen.}} = 1 \quad (47)$$

Získané hodnoty frekvence jsou v  $\text{rad.s}^{-1}$ , pro převod na Hz je nutné hodnotu vydělit výrazem  $2\pi$ , protože do filtru se provádí zadání právě v Hz.

Druhá metoda zjištění parametru filtru je o poznání jednodušší. V nástroji SISO toolbox, kde byl prováděn návrh filtru pro simulaci, je možné ve volbě regulátoru místo zadávání filtru pomocí polohy pólů a nul v komplexní rovině zvolit možnost zadávání pólu a nul pomocí frekvence a tlumení. Po změně nastavení je proveden přepočít automaticky. Je pouze nutné získanou frekvenci opět vydělit výrazem  $2\pi$ , aby byla převedena na Hz.

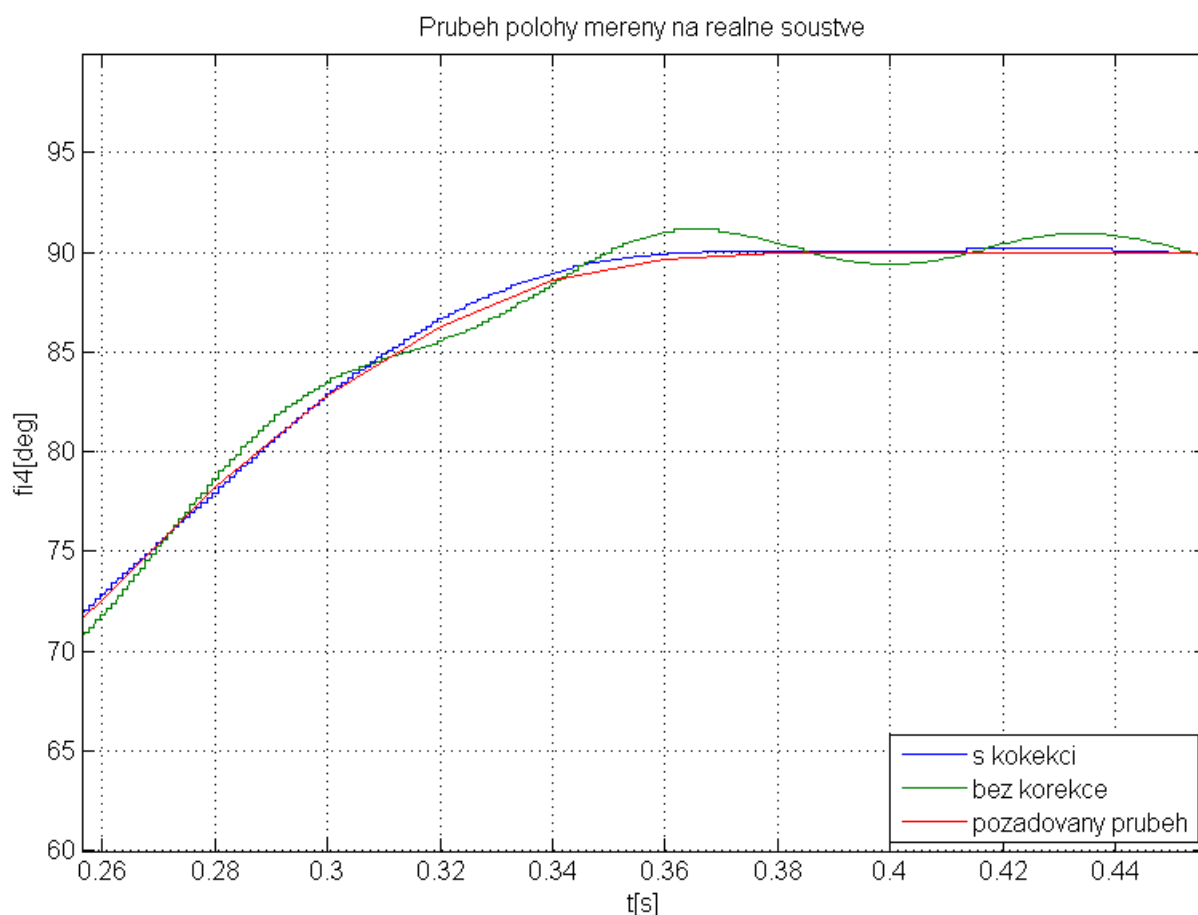
Pomocí obou popisovaných postupů byly získány stejné hodnoty. Zlomová frekvence jmenovatele je 3,18 Hz a 1 tlumení. Zlomová frekvence čítelele je 15,78 Hz a tlumení 0,013. Po zadání filtru je možné provést kontrolu pomocí zobrazené frekvenční charakteristiky. Frekvenční charakteristika by měla dopovídat frekvenční charakteristice na obrázku 51.

### 6.3.2 Seřizování regulátoru

Při nasazení na reálné soustavě byly do řídicího systému zadané vypočtené parametry filtru a zesílení rychlostního regulátoru bylo nastaveno na 1. Zesílení polohové zpětné vazby bylo nastaveno na 20. Dále byl nastaven polynomický průběh vačky (rychlosti). Tento průběh je z pohledu dynamiky nejhorší a nejsnáze při něm vznikají reziduální kmity. Požadovaná rychlost byla nastavena na  $240^\circ/\text{s}$ . Po spuštění cyklu bylo patrné, že dochází k částečnému potlačení reziduálních kmitů. Se současným nastavením filtru a rychlostní smyčky bylo

postupně zvyšováno zesílení polohové zpětné vazby až na hodnotu 100. Další zvětšení zesílení už vykazovalo zvýšení reziduálních kmitů.

Při pokusech bylo zjištěno, že při snížení zlomové frekvence čitatele z hodnoty 15,7 Hz na hodnotu 13,5 Hz došlo k většímu potlačení kmitů. Při změně frekvence na 13,5 Hz bylo možné i zvýšení proporciální složky polohového regulátoru až na 150. Při takto nastaveném regulátoru byl dosažen průběh, který je na obrázku 65. Obrázek v plné velikosti je v příloze F



Obrázek 65. Průběh polohy zátěže měřeny na skutečné soustavě

Pro porovnání byl do grafu ještě přidán průběh bez zapnuté korekce a průběh požadované trajektorie. Průběh požadované trajektorie byl vypočítán ze znalosti převodní tabulky a požadované rychlosti otáčení.

Jak je vidět na obrázku 65 byly úspěšně potlačeny reziduální kmity. I přesto jsou na průběhu pozorovatelné drobné kmity. Je možné, že lepším seřízen především filtru by bylo dosaženo lepšího průběhu. Posoudíme-li zpětně frekvenční charakteristiku filtru, zjistíme, že byl použit nevhodný filtr. Protože vyšší frekvence filtr zesiluje, a to určitě dle mého názoru není vhodné. Vysoké frekvence by se měly spíše utlumit. Toho lze dosáhnout jinou volbou  $\lambda$ .

Při hledání důvodu nutnosti změny zlomové frekvence čitatele z 15,78 Hz na 13,5 Hz budu zatím jen spekulovat. Důvodem může být i nějaký ukrytý fázový posun, nebo případné zpoždění uvnitř regulační struktury nebo případný vliv zanedbané dynamiky převodovky.

Regulace ukazuje schopnost této struktury účinně potlačit reziduální kmity i při nasazení na reálné soustavě a pro zjištění skutečného důvodu posunutí zlomové frekvence by byla nutná hlubší analýze jak mechanické části, tak hlavně řídicího obvodu.

## 7 Závěr

---

Členění práce sleduje postup řešení problematiky. Na začátku práce jsou popsány jednotlivé části laboratorního modelu vačkového mechanismu, pro který byla navrhována regulace. Na začátku jsou také stanoveny požadavky na regulaci, největším omezením byla nemožnost měření polohy konce hřídele.

Simulační model byl vytvářen na základě matematické-fyzikálního popisu. U simulačního modelu byla verifikována pouze mechanická část. Model vykazoval drobné odchylky, ale pro účely návrhu struktury, která bude účinně eliminovat reziduální kmity, je jistě tento model dostatečný.

V práci bylo uvažováno šest regulační struktur, a to klasická stavová regulace s modelem ve zpětné vazbě, řízení s inverzním modelem, inverzní regulátor rychlosti, stavová regulace a dvě modifikace kaskádní regulace. Všechny struktury dostatečně eliminovaly reziduální kmity, lišily se jen v rychlosti regulace. Pro implementaci byla vybrána regulační struktura, která doplňovala regulátor rychlosti o přenos. Pro realizaci přenosu byl využit filtr, který je primárně v regulační struktuře určený k filtrování proudu.

Po nasazení regulátoru na reálnou soustavu byly reziduální kmity do značné míry eliminovány, ale bylo nutné drobné seřízení filtru. Byla změněna jeho zlomová frekvence.

Součástí práce je i posuzování robustnosti jednotlivých regulačních struktur. Důvodem posuzování robustnosti je fakt, že všechny regulační struktury využívají nějakým způsobem model mechanické části. Nejrobustněji se jevila struktura využívající klasické kaskádní regulace s modelem ve zpětné vazbě. Dostatečně robustní byla shledána i nasazovaná struktura, která při pětinasobné změně setrvačnosti vykazovala jen drobné „zavlnění“.

Práce dokazuje, že použitá regulační struktura je schopná eliminovat reziduální kmity i při reálném nasazení, ale bylo by nutné ještě provést detailnější rozbor volby vhodného filtru a možná využít i jiný filtr například pásmovou zádrž nebo filtr druhého řádu.

Dále by se měly před skutečným nasazením této struktury posoudit případné změny parametrů struktury, aby nedošlo v krajním případě k nestabilitě. Rovněž by se mělo při reálném nasazení v nějaké průmyslové aplikaci uvážit, zda je možné spoléhat jen na informaci o poloze zátěže získanou pouze z modelu. Například jen při drobné chybě v převodu může dojít v případě několikanásobného opakování cyklu k nasčítání poruchy a úplné ztrátě informace o poloze zátěže. Bylo by tedy vhodné zavést nějakým způsobem referenční signál a polohu tímto způsobem korigovat.

## Použitá literatura

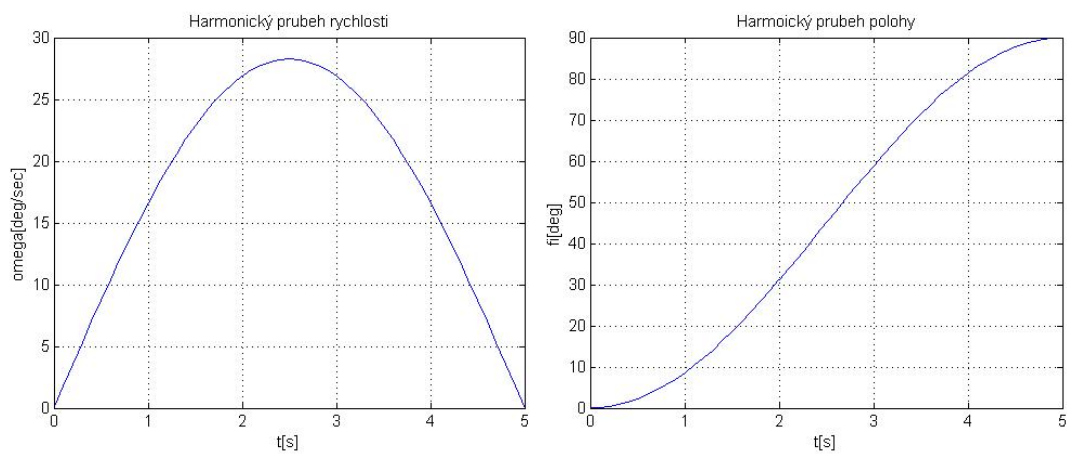
---

- [1] Siemens AG 2008. 2010. [cit. 28-2-2010]. Synchronní servomotory 1FT6 - Industry Automation and Drive Technologies - Siemens. Dostupné z WWW: <<http://www1.siemens.cz/ad/current/file.php?fh=f763d52242&aid=1863531> >
- [2] *Spinea: T Séria* [online]. [cit. 19-04-2010]. Dostupné z WWW: <[http://www.spinea.sk/download/100\\_T\\_series\\_sk.pdf](http://www.spinea.sk/download/100_T_series_sk.pdf) >
- [3] RYDLO, P. *Řízení elektronických střídavých pohonů*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2007.
- [4] HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. *Fyzika II: Mechanika, Termodynamika*. Brno: Prometheus, 2000.
- [5] MODRLÁK, O. březen 2004. [cit. 5-5-2010]. Základy analýzy a syntézy. Dostupné z WWW: <<http://www.fm.tul.cz/krtsub/fm/modrlak/ari/ari.php> >
- [6] *The MathWorks, Inc: Documentation-Control System Toolbox* [online]. 2010 [cit. 2010-5-19]. Dostupné z WWW: <<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/control/ref/acker.html>>
- [7] MODRLÁK, O. srpen 2004. [cit. 5-5-2010]. Synteza regulačních obvodů. Dostupné z WWW: < <http://www.fm.tul.cz/krtsub/fm/modrlak/ari/ari.php> >
- [8] MODRLÁK, O. srpen 2004. [cit. 5-5-2010]. Základy analýzy a syntézy ve stavovém prostoru. Dostupné z WWW: < <http://www.fm.tul.cz/krtsub/fm/modrlak/ari/ari.php> >

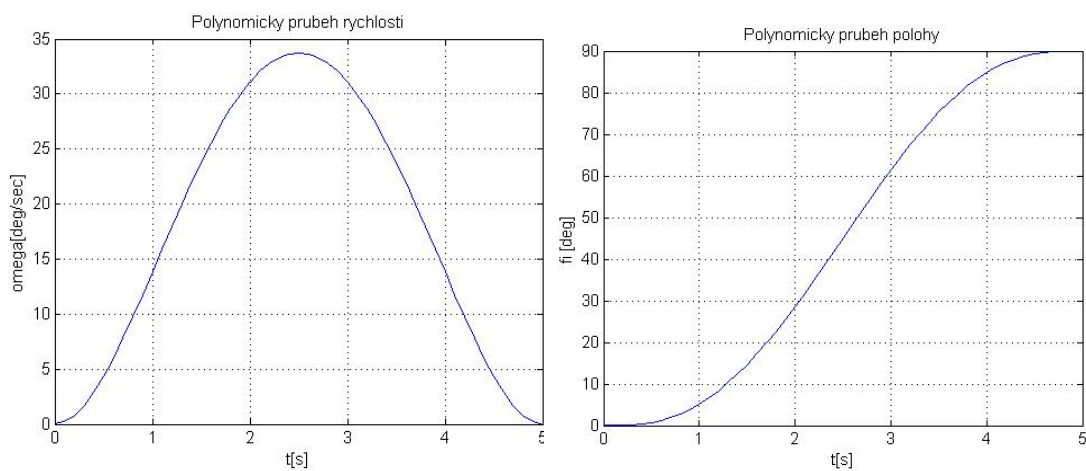


$$\begin{aligned}
 & \frac{(T_{iq} L_q J_4 \tilde{J}_1^2)}{ \\
 & \left( (1,5P_p T_{iq} \Phi_B^2 K p_{iq} L_q J_4 i^2 \mid T_{iq} K p_{iq} J_4 \tilde{J}_1^2 \mid T_{iq} c_s J_4 L_q \mid T_{iq} c_s L_q J_4 \tilde{J}_1^2 \mid T_{iq} K p_{iq} R_1 J_4 \tilde{J}_1^2) s^3 \mid \right. \\
 & \quad \left. 1,5P_p T_{iq} K p_{iq} c_s \Phi_B^2 S^2 + (1,5P_p T_{iq} K p_{iq} k t_s \Phi_B + 1,5P_p c_s K p_{iq} \Phi_B) s + 1,5P_p K p_{iq} k t_s \Phi_B \right) \\
 & + (1,5P_p \Phi_B^2 K p_{iq} L_q R_1 J_4 i^2 + 1,5P_p \Phi_B^2 T_{iq} K p_{iq} R_1 J_4 i^2 + T_{iq} k t_s L_q J_4 + T_{iq} k t_s R_1 J_4 + T_{iq} c_s R_1 J_4 \tilde{J}_1^2 + T_{iq} K p_{iq} c_s J_4 + T_{iq} K p_{iq} c_s \tilde{J}_1^2 + K p_{iq} J_4 \tilde{J}_1^2) s^2 + \\
 & + (1,5P_p \Phi_B^2 K p_{iq} R_1 J_4 i^2 + T_{iq} k t_s R_1 J_4 + T_{iq} k t_s R_1 J_4 \tilde{J}_1^2 + T_{iq} K p_{iq} k t_s J_4^2 + K p_{iq} c_s J_4 + T_{iq} K p_{iq} k t_s \tilde{J}_1^2 + K p_{iq} c_s \tilde{J}_1^2 + 1,5P_p \Phi_B^2 T_{iq} c_s i^3) s + \\
 & + (K p_{iq} k t_s J_4 + K p_{iq} k t_s \tilde{J}_1^2 + 1,5P_p \Phi_B^2 T_{iq} k t_s i^3)
 \end{aligned}$$

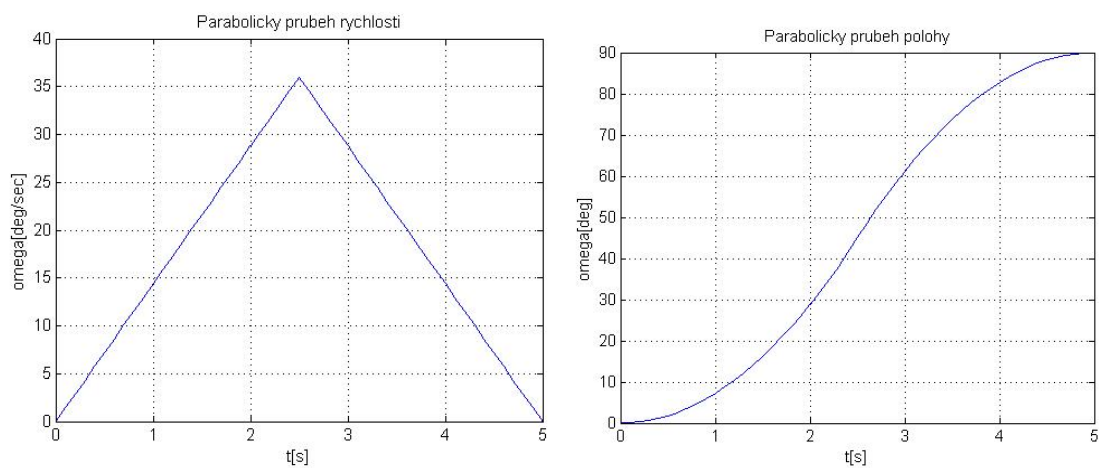
## Příloha B



Obrázek 1. Harmonický průběh

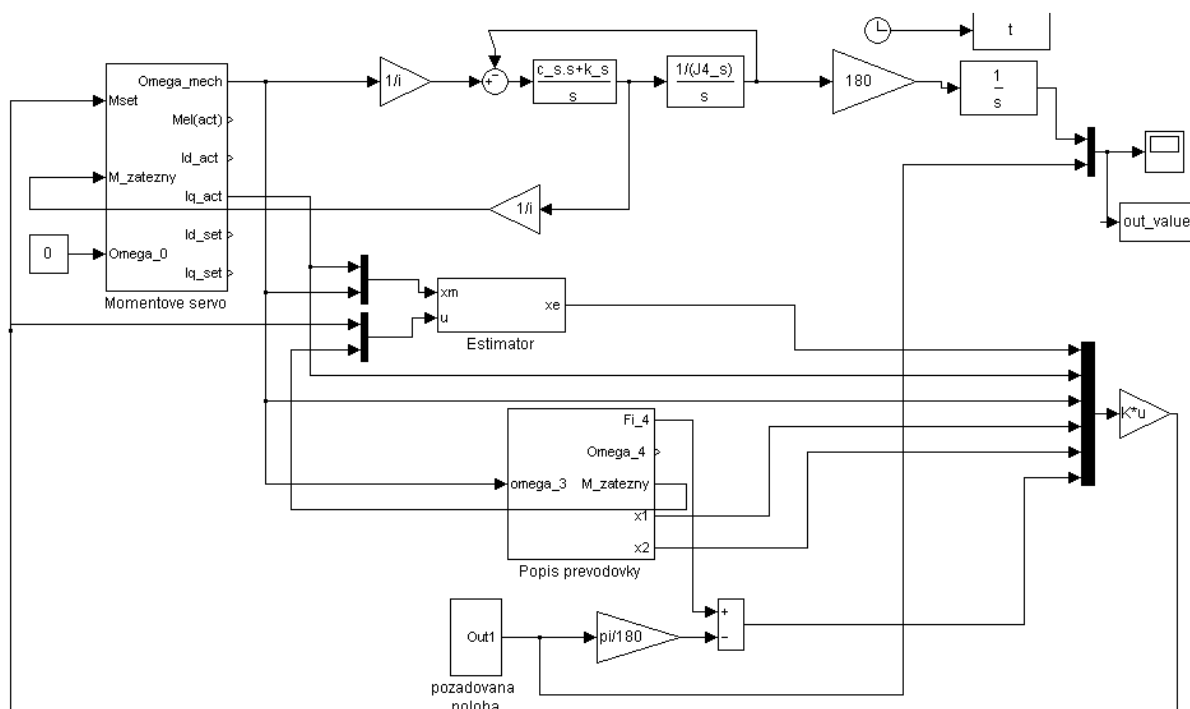


Obrázek 2: Polynomicke průběh

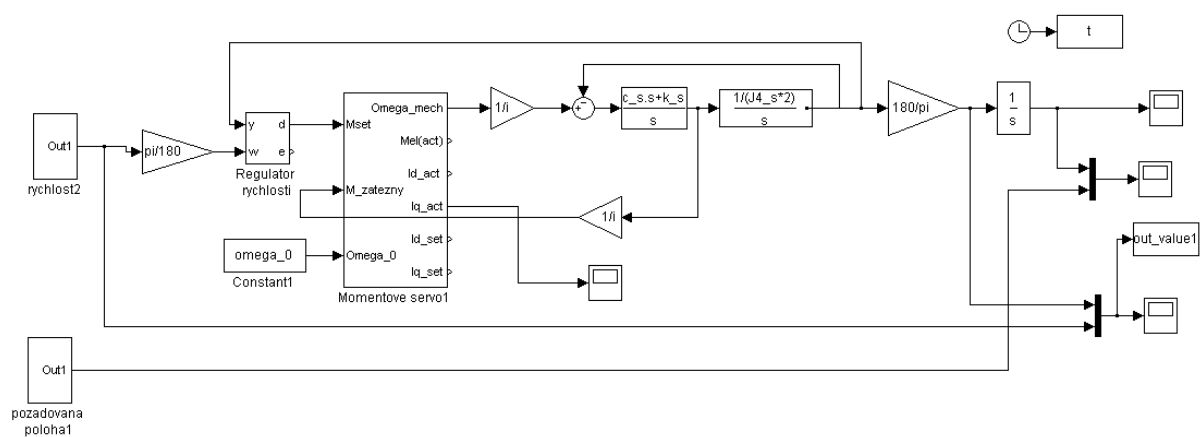


Obrázek 3: Parabolický průběh

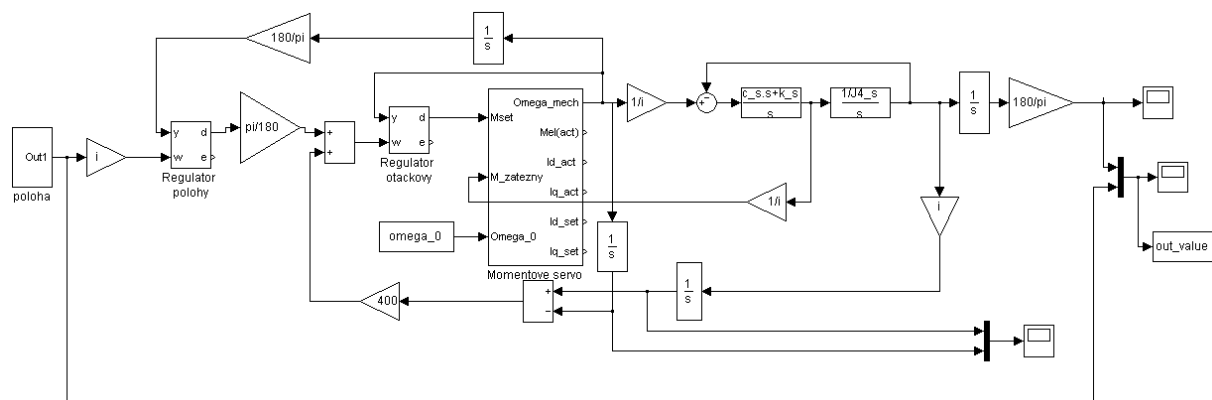
## Příloha C



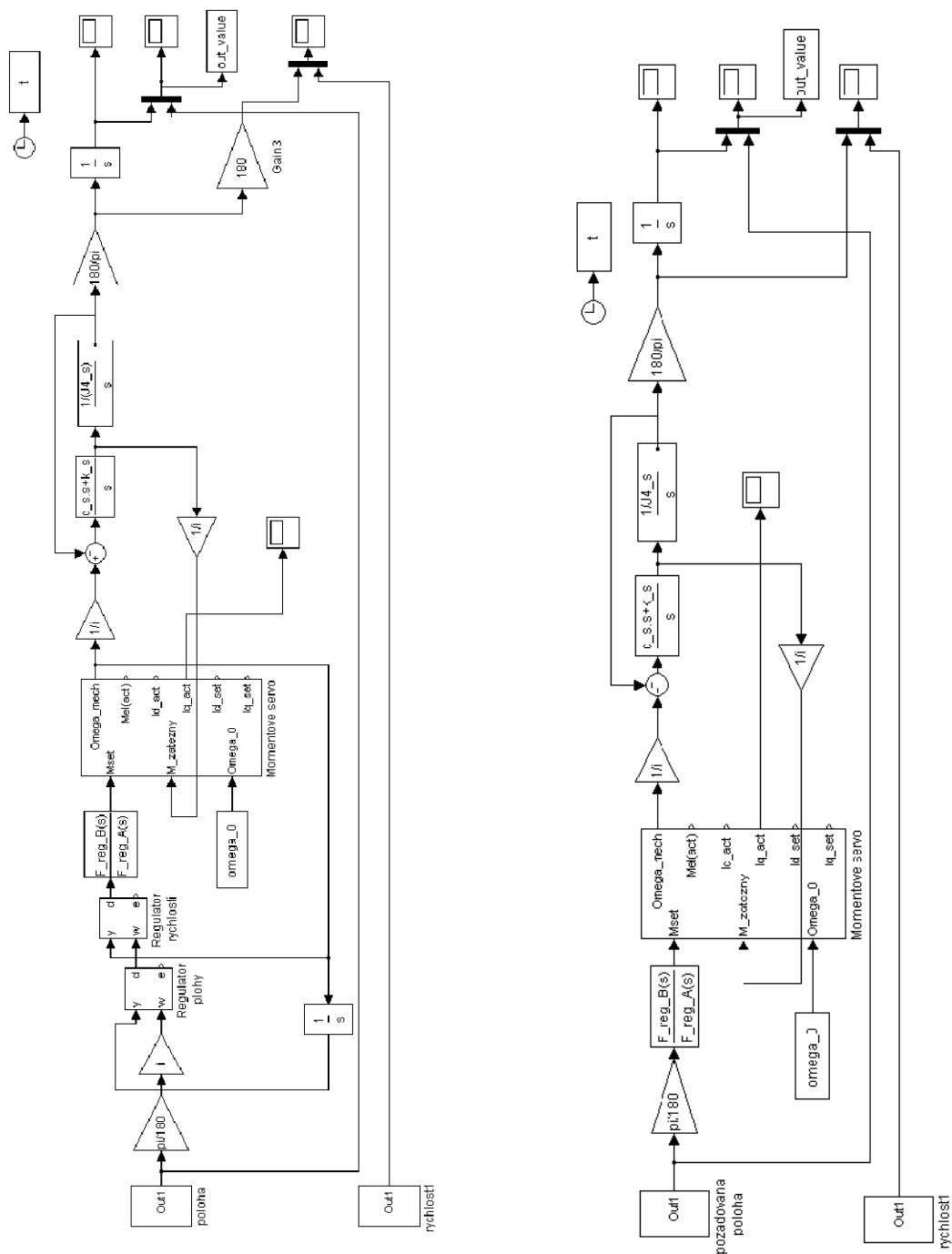
Obrázek a: Simulační schéma stavové regulace



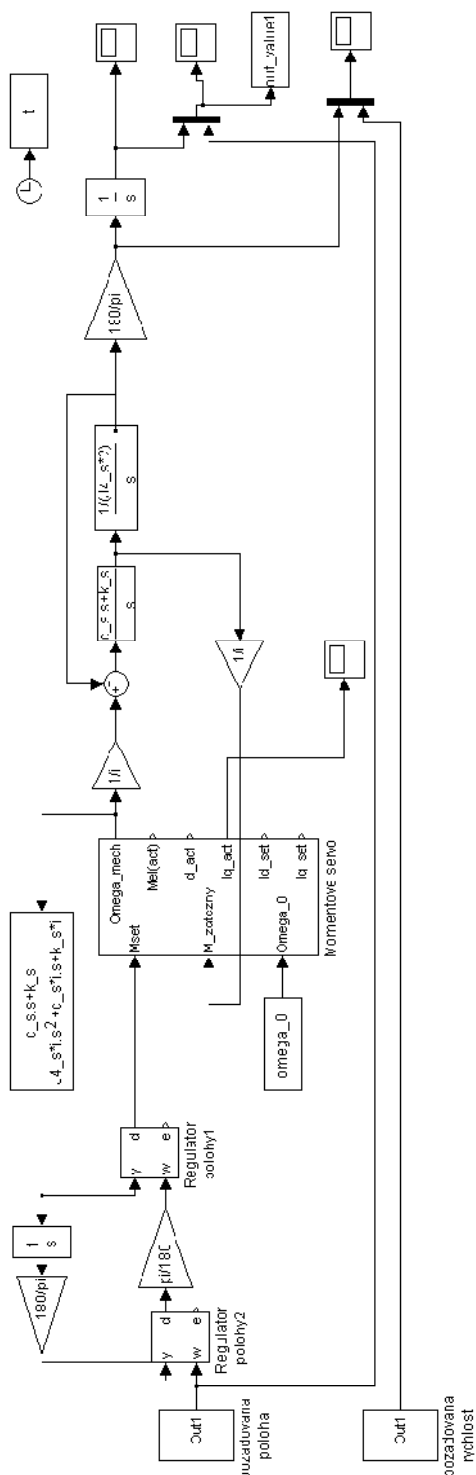
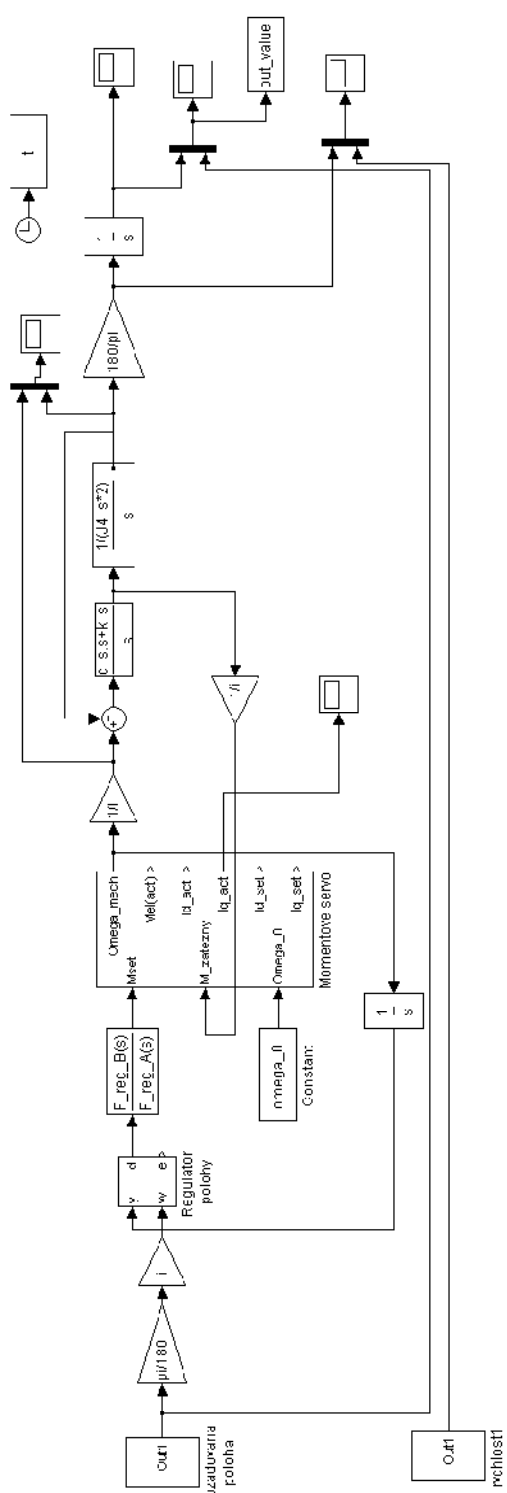
Obrázek b: Simulační schéma pro nastavování rychlosti



Obrázek c: Simulační schéma regulátoru s feedforwardem



Obrázek d: Simulační schéma struktury s rozšířeným regulátorem rychlosti (vlevo) a inverzním regulátorem (vpravo)



Obrázek e: Simulační schéma struktury s inverzním regulátorem rychlosti (vlevo) a kaskádní regulace s modelem ve zpětné vazbě (vpravo)

